

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局



(43) 国際公開日  
2000年12月28日 (28.12.2000)

PCT

(10) 国際公開番号  
WO 00/79702 A1

(51) 国際特許分類<sup>7</sup>: H04B 7/10, 7/08, 7/06, H01Q 3/26

〒060-0808 北海道札幌市北区北8条西5丁目8番地  
Hokkaido (JP). 三洋電機株式会社 (SANYO ELECTRIC  
CO., LTD.) [JP/JP]; 〒570-8677 大阪府守口市京阪本通  
2丁目5番5号 Osaka (JP).

(21) 国際出願番号: PCT/JP00/04086

(72) 発明者; および

(22) 国際出願日: 2000年6月22日 (22.06.2000)

(75) 発明者/出願人(米国についてのみ): 小川恭孝  
(OGAWA, Yasutaka) [JP/JP]. 大鏡武雄 (OHGANE,  
Takeo) [JP/JP]; 〒060-0808 北海道札幌市北区北8条  
西5丁目8番地 北海道大学内 Hokkaido (JP). 土居義晴  
(DOI, Yoshiharu) [JP/JP]; 〒570-8677 大阪府守口市京  
阪本通2丁目5番5号 三洋電機株式会社内 Osaka (JP).

(25) 国際出願の言語: 日本語

(74) 代理人: 深見久郎, 外(FUKAMI, Hisao et al.); 〒  
530-0054 大阪府大阪市北区南森町2丁目1番29号 住  
友銀行南森町ビル Osaka (JP).

(26) 国際公開の言語: 日本語

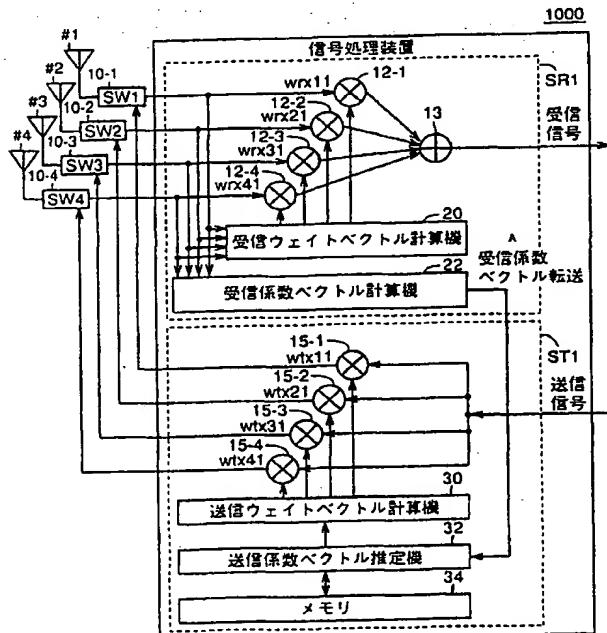
(統葉有)

(30) 優先権データ:  
特願平11/177398 1999年6月23日 (23.06.1999) JP

(71) 出願人(米国を除く全ての指定国について): 北海道  
大学長が代表する日本国 (JAPAN as represented by  
PRESIDENT OF HOKKAIDO UNIVERSITY) [JP/JP];

(54) Title: RADIO DEVICE

(54) 発明の名称: 無線装置



1000...SIGNAL PROCESSOR  
SR1...RECEIVED SIGNAL  
20...RECEPTION WEIGHT VECTOR CALCULATOR  
22...RECEPTION COEFFICIENT VECTOR CALCULATOR  
A...RECEPTION COEFFICIENT VECTOR TRANSFER  
ST1...TRANSMISSION SIGNAL  
30...TRANSMISSION WEIGHT VECTOR CALCULATOR  
32...TRANSMISSION COEFFICIENT VECTOR INFERRING DEVICE  
34...MEMORY

(57) Abstract: A radio device (1000) separates the signal from a specific terminal among from the signals from adaptive array antennas (#1 to #4) according to a reception weight vector calculated by a reception weight vector calculator (20). A reception coefficient vector calculator (22) derives an impulse response of a propagation path of the signal from the specific signal. A transmission coefficient vector inferring device (32) predicts the propagation path at the transmission time from the results of the inference by the reception coefficient vector (22). A transmission weight vector calculator (30) controls the antenna directivity at the transmission time according to the results of the prediction by the transmission coefficient vector inferring device (32). In such a way, the degradation of the error rate of the downstream line due to time difference between the upstream and downstream lines can be suppressed.

WO 00/79702 A1

(統葉有)



- (81) 指定国(国内): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW.
- (84) 指定国(広域): ARIPO 特許 (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZW), ユーラシア特許 (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OAPI 特許 (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).
- 添付公開書類:  
— 國際調査報告書
- 2 文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイドノート」を参照。

## (57) 要約:

無線装置 1000 は、アダプティブアレイアンテナ #1 ~ #4 からの信号のうち特定の端末からの信号を受信ウェイトベクトル計算機 20 で計算される受信ウェイトベクトルに基づいて分離する。受信係数ベクトル計算機 22 は、特定の端末からの信号の伝搬路のインパルス応答を導出する。送信係数ベクトル推定機 32 は、受信係数ベクトル計算機 22 の推定結果から、送信時点の伝搬路を予測する。送信ウェイトベクトル計算機 30 は、送信係数ベクトル推定機 32 の予測結果に基づいて、送信時のアンテナ指向性を制御する。これにより、上下回線間の時間差により発生する下り回線での誤り率の劣化を抑制することができる。

## 明細書

## 無線装置

## 5 技術分野

この発明は、リアルタイムにアンテナ指向性を変更可能な無線装置の構成に関し、特に、アダプティブアレイ無線基地局において用いられる無線装置の構成に関する。

## 10 背景技術

近年、移動通信システムにおいて、周波数の有効利用を図るべく種々の伝送チャネル割当方法が提案されており、その一部のものは実用化されている。

図30は周波数分割多重接続 (Frequency Division Multiple Access : FDMA)、時分割多重接続 (Time Division Multiple Access : TDMA) およびPDMAの各種の通信システムにおけるチャネルの配置図である。

まず、図30を参照して、FDMA、TDMAおよびPDMAについて簡単に説明する。図30(a)はFDMAを示す図であって、異なる周波数  $f_1 \sim f_4$  の電波でユーザ1～4のアナログ信号が周波数分割されて伝送され、各ユーザ1～4の信号は周波数フィルタによって分離される。

図30(b)に示すTDMAにおいては、各ユーザのデジタル化された信号が、異なる周波数  $f_1 \sim f_4$  の電波で、かつ一定の時間（タイムスロット）ごとに時分割されて伝送され、各ユーザの信号は周波数フィルタと基地局および各ユーザ移動端末装置間の時間同期とにより分離される。

一方、最近では、携帯型電話機の普及により電波の周波数利用効率を高めるために、PDMA方式が提案されている。このPDMA方式は、図30(c)に示すように、同じ周波数における1つのタイムスロットを空間的に分割して複数のユーザのデータを伝送するものである。このPDMAでは各ユーザの信号は周波数フィルタと基地局および各ユーザ移動端末装置間の時間同期とアダプティブアレイ (adaptive array) などの相互干渉除去装置とを用いて分離される。

このようなアダプティブアレイ無線基地局の動作原理については、たとえば下記の文献に説明されている。

B. Widrow, et al. : "Adaptive Antenna Systems," Proc. IEEE, vol. 55, No. 12, pp. 2143-2159 (Dec. 1967) .

5 S. P. Applebaum : "Adaptive Arrays", IEEE Trans. Antennas & Propag., vol. AP-24, No. 5, pp. 585-598 (Sept. 1976) .

O. L. Frost, III : "Adaptive Least Squares Optimization Subject to Linear Equality Constraints," SEL-70-055, Technical Report, No. 6796-2, Information System Lab., Stanford Univ. (Aug. 1970) .

10 B. Widrow and S. D. Stearns : "Adaptive Signal Processing," Prentice-Hall, Englewood Cliffs (1985) .

R. A. Monzingo and T. W. Miller : "Introduction to Adaptive Arrays," John Wiley & Sons, New York (1980) .

15 J. E. Hudson : "Adaptive Array Principles," Peter Peregrinus Ltd., London (1981) .

R. T. Compton, Jr. : "Adaptive Antennas — Concepts and Performance," Prentice-Hall, Englewood Cliffs (1988) .

E. Nicolau and D. Zaharia : "Adaptive Arrays," Elsevier, Amsterdam (1989) .

20 図31は、このようなアダプティブアレイ無線基地局の動作原理を概念的に示す模式図である。図31において、1つのアダプティブアレイ無線基地局1は、n本のアンテナ#1, #2, #3, …, #nからなるアレイアンテナ2を備えており、その電波が届く範囲を第1の斜線領域3として表わす。一方、隣接する他の無線基地局6の電波が届く範囲を第2の斜線領域7として表わす。

25 領域3内で、ユーザAの端末である携帯電話機4とアダプティブアレイ無線基地局1との間で電波信号の送受信が行なわれる(矢印5)。一方、領域7内で、他のユーザBの端末である携帯電話機8と無線基地局6との間で電波信号の送受信が行なわれる(矢印9)。

ここで、たまたまユーザAの携帯電話機4の電波信号の周波数とユーザBの携

帯電話機 8 の電波信号の周波数とが等しいとき、ユーザ B の位置によっては、ユーザ B の携帯電話機 8 からの電波信号が領域 3 内で不要な干渉信号となり、ユーザ A の携帯電話機 4 とアダプティブアレイ無線基地局 1 との間の電波信号に混入してしまうことになる。

5 このように、ユーザ A および B の双方からの混合した電波信号を受信したアダプティブアレイ無線基地局 1 では、何らかの処理を施さなければ、ユーザ A および B の双方からの信号が混じった信号を出力することとなり、本来通話すべきユーザ A の通話が妨げられることになる。

[従来のアダプティブアレイアンテナの構成および動作]

10 アダプティブアレイ無線基地局 1 では、このユーザ B からの信号を出力信号から除去するために、次のような処理を行なっている。図 3 2 は、アダプティブアレイ無線基地局 1 の構成を示す概略ブロック図である。

まず、ユーザ A からの信号を  $A(t)$  、ユーザ B からの信号を  $B(t)$  とする  
15 と、図 3 1 のアレイアンテナ 2 を構成する第 1 のアンテナ #1 での受信信号  $x_1(t)$  は、次式のように表わされる：

$$x_1(t) = a_1 \times A(t) + b_1 \times B(t)$$

ここで、  $a_1$  ,  $b_1$  は、後述するようにリアルタイムで変化する係数である。

次に、第 2 のアンテナ #2 での受信信号  $x_2(t)$  は、次式のように表わされる：

$$20 \quad x_2(t) = a_2 \times A(t) + b_2 \times B(t)$$

ここで、  $a_2$  ,  $b_2$  も同様にリアルタイムで変化する係数である。

次に、第 3 のアンテナ #3 での受信信号  $x_3(t)$  は、次式のように表わされる：

$$x_3(t) = a_3 \times A(t) + b_3 \times B(t)$$

25 ここで、  $a_3$  ,  $b_3$  も同様にリアルタイムで変化する係数である。

同様に、第 n のアンテナ #n での受信信号  $x_n(t)$  は、次式のように表わされる：

$$x_n(t) = a_n \times A(t) + b_n \times B(t)$$

ここで、  $a_n$  ,  $b_n$  も同様にリアルタイムで変化する係数である。

上記の係数  $a_1, a_2, a_3, \dots, a_n$  は、ユーザ A からの電波信号に対し、アレイアンテナ 2 を構成するアンテナ #1, #2, #3, …, #n のそれぞれの相対位置が異なるため（たとえば、各アンテナ同士は互いに、電波信号の波長の 5 倍、すなわち 1 メートル程度の間隔をあけて配されている）、それぞれのアンテナでの受信強度に差が生じることを表わしている。

また、上記の係数  $b_1, b_2, b_3, \dots, b_n$  も同様に、ユーザ B からの電波信号に対し、アンテナ #1, #2, #3, …, #n のそれぞれでの受信強度に差が生じることを表わしている。各ユーザは移動しているため、これらの係数はリアルタイムで変化する。

それぞれのアンテナで受信された信号  $x_1(t), x_2(t), x_3(t), \dots, x_n(t)$  は、対応するスイッチ 10-1, 10-2, 10-3, …, 10-n を介してアダプティブアレイ無線基地局 1 を構成する受信部 1R に入り、ウエイトベクトル制御部 11 に与えられるとともに、対応する乗算器 12-1, 12-2, 12-3, …, 12-n の一方入力にそれぞれ与えられる。

これらの乗算器の他方入力には、ウエイトベクトル制御部 11 からそれぞれのアンテナでの受信信号に対する重み  $w_1, w_2, w_3, \dots, w_n$  が印加される。これらの重みは、後述するように、ウエイトベクトル制御部 11 により、リアルタイムで算出される。

したがって、アンテナ #1 での受信信号  $x_1(t)$  は、乗算器 12-1 を経て、 $w_1 \times (a_1 A(t) + b_1 B(t))$  となり、アンテナ #2 での受信信号  $x_2(t)$  は、乗算器 12-2 を経て、 $w_2 \times (a_2 A(t) + b_2 B(t))$  となり、アンテナ #3 での受信信号  $x_3(t)$  は、乗算器 12-3 を経て、 $w_3 \times (a_3 A(t) + b_3 B(t))$  となり、さらにアンテナ #n での受信信号  $x_n(t)$  は、乗算器 12-n を経て、 $w_n \times (a_n A(t) + b_n B(t))$  となる。

これらの乗算器 12-1, 12-2, 12-3, …, 12-n の出力は、加算器 13 で加算され、その出力は下記のようになる：

$$w_1 (a_1 A(t) + b_1 B(t)) + w_2 (a_2 A(t) + b_2 B(t)) + w_3 (a_3 A(t) + b_3 B(t)) + \dots + w_n (a_n A(t) + b_n B(t))$$

(t))

これを信号A(t)に関する項と信号B(t)に関する項とに分けると次のようになる：

$$(w_1 a_1 + w_2 a_2 + w_3 a_3 + \cdots + w_n a_n) A(t) + (w_1 b_1 + w_2 b_2 + w_3 b_3 + \cdots + w_n b_n) B(t)$$

ここで、後述するように、アダプティブアレイ無線基地局1は、ユーザA、Bを識別し、所望のユーザからの信号のみを抽出できるように上記重み $w_1, w_2, w_3, \dots, w_n$ を計算する。たとえば、図32の例では、ウェイトベクトル制御部11は、本来通話すべきユーザAからの信号A(t)のみを抽出するために、係数 $a_1, a_2, a_3, \dots, a_n, b_1, b_2, b_3, \dots, b_n$ を定数とみなし、信号A(t)の係数が全体として1、信号B(t)の係数が全体として0となるように、重み $w_1, w_2, w_3, \dots, w_n$ を計算する。

すなわち、ウェイトベクトル制御部11は、下記の連立一次方程式を解くことにより、信号A(t)の係数が1、信号B(t)の係数が0となる重み $w_1, w_2, w_3, \dots, w_n$ をリアルタイムで算出する：

$$w_1 a_1 + w_2 a_2 + w_3 a_3 + \cdots + w_n a_n = 1$$

$$w_1 b_1 + w_2 b_2 + w_3 b_3 + \cdots + w_n b_n = 0$$

この連立一次方程式の解法の説明は省略するが、先に列挙した文献に記載されているとおり周知であり、現にアダプティブアレイ無線基地局において既に実用化されているものである。

このように重み $w_1, w_2, w_3, \dots, w_n$ を設定することにより、加算器13の出力信号は下記のとおりとなる：

$$\text{出力信号} = 1 \times A(t) + 0 \times B(t) = A(t)$$

[ユーザの識別、トレーニング信号]

なお、前記のユーザA、Bの識別は次のように行なわれる。

図33は、携帯電話機の電波信号のフレーム構成を示す概略図である。携帯電話機の電波信号は大きくは、無線基地局にとって既知の信号系列からなるプリアンブルと、無線基地局にとって未知の信号系列からなるデータ（音声など）とから構成される。

プリアンブルの信号系列は、当該ユーザが無線基地局にとって通話すべき所望のユーザかどうかを見分けるための情報の信号系列を含んでいる。アダプティブアレイ無線基地局1のウェイトベクトル制御部11(図32)は、メモリ14から取出したユーザAに対応したトレーニング信号と、受信した信号系列とを対比し、ユーザAに対応する信号系列を含んでいると思われる信号を抽出するようにウェイトベクトル制御(重みの決定)を行なう。このようにして抽出されたユーザAの信号は、出力信号 $S_{rx}(t)$ としてアダプティブアレイ無線基地局1から外部出力される。

一方、図32において、外部からの入力信号 $S_{tx}(t)$ は、アダプティブアレイ無線基地局1を構成する送信部1Tに入り、乗算器15-1, 15-2, 15-3, …, 15-nの一方入力に与えられる。これらの乗算器の他方入力にはそれぞれ、ウェイトベクトル制御部11により先に受信信号に基づいて算出された重みw1, w2, w3, …, wnがコピーされて印加される。

これらの乗算器によって重み付けされた入力信号は、対応するスイッチ10-1, 10-2, 10-3, …, 10-nを介して、対応するアンテナ#1, #2, #3, …, #nに送られ、図31の領域3内に送信される。

ここで、受信時と同じアレイアンテナ2を用いて送信される信号には、受信信号と同様にユーザAをターゲットとする重み付けがされているため、送信された電波信号はあたかもユーザAに対する指向性を有するかのようにユーザAの携帯電話機4により受信される。図34は、このようなユーザAとアダプティブアレイ無線基地局1との間での電波信号の授受をイメージ化した図である。現実に電波が届く範囲を示す図31の領域3に対比して、図34の仮想上の領域3aに示すようにアダプティブアレイ無線基地局1からはユーザAの携帯電話機4をターゲットとして指向性を伴って電波信号が放射されている状態がイメージされる。

上述の通り、PDMA方式では、同一チャネル干渉を除去する技術が必要である。この点で、干渉波に適応的にヌルを向けるアダプティブアレイは、希望波のレベルより干渉波のレベルが高い場合でも効果的に干渉波を抑制できるため、有効な手段である。

ところで、基地局にアダプティブアレイを用いた場合には、受信時の干渉除去

だけではなく、送信時に不要な放射を低減することも可能である。

このとき、送信時のアレイパターンは、受信時のアレイパターンを用いるか、到來方向推定などの結果から新たに生成する手法が考えられる。後者は FDD (Frequency Division Duplex) 、 TDD (Time Division Duplex) を問わず適用することができるが、複雑な処理が必要となる。一方、前者を FDD で用いる場合、送受信のアレイパターンが異なるため、アレイ配置やウエイトなどの補正が必要となる。このため、一般には、TDDでの適用が前提となり、外部スロットが連続した環境では良好な特性が得られている。

以上説明したように、基地局にアダプティブアレイを用いた TDD / P DMA 方式では、上り回線で得られたアレイパターン（ウェイトベクトルパターン）を下り回線で使用する際に、角度広がりのある動的なレイリー伝搬度を想定した場合には、上下回線間の時間差により下り回線で誤り率が劣化する場合がある。

つまり、上り回線（アップリンク）でユーザ端末から基地局に電波が送信されながら、逆に基地局から下り回線（ダウンリンク）によりユーザ端末に電波を射出するまでに時間間隔があるため、ユーザ端末の移動速度が無視できない場合、基地局からの電波の射出方向と実際のユーザ端末の存在する方向との誤差のために誤り率が劣化してしまうためである。

このような伝搬路の変動を考慮した下り回線用ウエイトの推定法として、上り回線で得られたウエイトベクトル値を用いて一次外挿を行なう手法が以下の文献中に提案されている。

(1) 加藤、大鐘、小川、伊藤、信学論 (B-II) 、 vol. J 81-B-II, no. 1, pp. 1-9, Jan. 1998.

(2) 土居、大鐘、唐沢、信学技報、 RCS 97-68, pp. 27-32, Jul. 1997.

しかしながら、実際にウエイトの時間変化を観測すると、直線的ではないため従来のウェイトベクトルの一次外挿による方法では誤差が大きいという問題があった。

本発明は、上記のような問題点を解決するためになされたものであって、アダプティブアレイのウエイトが各アンテナ素子における応答ベクトルにより一意に

表わせることに注目し、応答ベクトルの時間変動を推定することによって間接的にウエイトを推定することにより、角度広がりなど動的なレイリー伝搬路を想定した場合、TDD／PDMA方式においても上下回線間の時間差により発生する下り回線での誤り率が劣化を抑制することが可能な無線装置を提供することである。  
5

### 発明の開示

請求項 1 の無線装置は、リアルタイムにアンテナ指向性を変更し、複数の端末との間で信号の送受信を時分割で行なう無線装置であって、離散的に配置された複数のアンテナと、信号の送受信時に複数のアンテナを共用する送信回路および受信回路とを備え、受信回路は、受信信号の受信時に、複数のアンテナからの信号に基づいて、複数の端末のうち特定の端末からの信号を分離するための受信信号分離回路と、受信信号の受信時に、複数のアンテナからの信号に基づいて、特定の端末からの伝搬路を推定する受信伝搬路推定回路とを含み、送信回路は、受信伝搬路推定回路の推定結果に基づいて、送信信号の送信時の伝搬路を予測する送信伝搬路推定回路と、送信伝搬路推定回路の推定結果に基づいて、送信信号の送信時のアンテナ指向性を更新する送信指向性制御回路とを備える。  
10  
15

請求項 2 記載の無線装置は、請求項 1 記載の無線装置の構成に加えて、特定の端末からの送受信される信号の上り回線スロットは、上り回線スロットの先頭部に設けられる第 1 の所定の大きさの第 1 のトレーニングデータ領域と、上り回線スロットの最後部に設けられる第 2 の所定の大きさの第 2 のトレーニングデータ領域とを含み、受信伝搬路推定回路は、第 1 および第 2 のトレーニングデータ領域におけるデータにそれぞれ基づいて、特定の端末からの伝搬路の第 1 の推定値および第 2 の推定値を導出し、送信伝搬路推定回路は、第 1 および第 2 の推定値を外挿することで、送信信号の送信時の伝搬路を予測する。  
20  
25

請求項 3 記載の無線装置は、請求項 2 記載の無線装置の構成に加えて、受信伝搬路推定回路は、第 1 および第 2 のトレーニングデータ領域におけるデータにそれぞれ基づいて、特定の端末からの伝搬路の特定端末からのインパルス応答に相当する第 1 の受信係数ベクトルおよび第 2 の受信係数ベクトルを導出する。

請求項 4 記載の無線装置は、請求項 3 記載の無線装置の構成に加えて、受信伝搬路推定回路は、複数のアンテナからの受信信号の各々と、受信信号分離回路により分離された特定の端末からの信号とのアンサンブル平均により、第 1 の受信係数ベクトルおよび第 2 の受信係数ベクトルを導出する。

5 請求項 5 記載の無線装置は、請求項 1 記載の無線装置の構成に加えて、特定の端末からの送受信される信号の上り回線スロットは、上り回線スロットの先頭部に設けられ、所定の数のトレーニングデータを有するトレーニングデータ領域と、特定の端末からの情報をそれぞれ表現する複数のデータを有するデータ領域とを含み、受信伝搬路推定回路は、トレーニングデータ領域およびデータ領域におけるデータにそれぞれ基づいて、特定の端末からの伝搬路の第 1 の推定値および第 10 第 2 の推定値を導出し、送信伝搬路推定回路は、第 1 および第 2 の推定値を外挿することで、送信信号の送信時の伝搬路を予測する。

15 請求項 6 記載の無線装置は、請求項 5 記載の無線装置の構成に加えて、受信伝搬路推定回路は、トレーニングデータ領域およびデータ領域における複数のデータに基づいて、特定の端末からの伝搬路の特定端末からのインパルス応答に相当する第 1 の受信係数ベクトルおよび第 2 の受信係数ベクトルを逐次的に導出する。

請求項 7 記載の無線装置は、請求項 6 記載の無線装置の構成に加えて、第 1 の受信係数ベクトルおよび第 2 の受信係数ベクトルの逐次的な導出は、最急降下法による。

20 請求項 8 記載の無線装置は、請求項 6 記載の無線装置の構成に加えて、第 1 の受信係数ベクトルおよび第 2 の受信係数ベクトルの逐次的な導出は、再帰的最小 2 乗法による。

請求項 9 記載の無線装置は、請求項 1 記載の無線装置の構成に加えて、特定の端末からの送受信される信号の上り回線スロットは、上り回線スロットの先頭部に設けられ、所定の数のトレーニングデータを有するトレーニングデータ領域と、特定の端末からの情報をそれぞれ表現する複数のデータを有するデータ領域とを含み、受信伝搬路推定回路は、トレーニングデータ領域およびデータ領域におけるデータにそれぞれ基づいて、特定の端末からの伝搬路の複数の推定値を導出し、送信伝搬路推定回路は、複数の推定値を回帰し、回帰結果に基づいて外挿するこ

とで、送信信号の送信時の伝搬路を予測する。

請求項 10 記載の無線装置は、請求項 9 記載の無線装置の構成に加えて、受信伝搬路推定回路は、トレーニングデータ領域およびデータ領域における複数のデータに基づいて、特定の端末からの伝搬路の特定端末からのインパルス応答に相当する複数の受信係数ベクトルを逐次的に導出する。  
5

請求項 11 記載の無線装置は、請求項 10 記載の無線装置の構成に加えて、複数の受信係数ベクトルの逐次的な導出は、最急降下法による。

請求項 12 記載の無線装置は、請求項 10 記載の無線装置の構成に加えて、複数の受信係数ベクトルの逐次的な導出は、再帰的最小 2 乗法による。

10 請求項 13 記載の無線装置は、請求項 1 記載の無線装置の構成に加えて、受信信号分離回路は、複数のアンテナからの受信信号を受けて、特定の端末からの信号を分離するための受信ウェイトベクトルをリアルタイムに導出する受信ウェイトベクトル計算部と、複数のアンテナからの受信信号をそれぞれ一方入力に受け、他方入力にはそれぞれ受信ウェイトベクトルの対応する要素を受ける複数の第 1 の乗算器と、複数の乗算部からの信号を加算する加算器とを含み、送信指向性制御回路は、送信伝搬路推定回路からの推定結果に基づいて、送信ウェイトベクトルを導出する送信ウェイトベクトル計算部と、送信信号を一方入力に受け、他方入力にそれぞれ送信ウェイトベクトルを受けて複数のアンテナにそれぞれ与える複数の第 2 の乗算器とを含む。  
15

20 請求項 14 記載の無線装置は、請求項 1 記載の無線装置の構成に加えて、受信信号分離回路は、複数のアンテナからの受信信号を受けて、特定の端末からの信号を分離するための受信ウェイトベクトルをリアルタイムに導出する受信ウェイトベクトル計算部と、複数のアンテナからの受信信号をそれぞれ一方入力に受け、他方入力にはそれぞれ受信ウェイトベクトルの対応する要素を受ける複数の第 1 の乗算器と、複数の乗算部からの信号を加算する加算器とを含み、送信指向性制御回路は、受信伝搬路推定回路の推定結果に基づいて、特定の端末の移動速度を判定する移動速度判定部と、送信伝搬路推定回路からの推定結果に基づいて、送信ウェイトベクトルを導出する送信ウェイトベクトル計算部と、送信ウェイトベクトルと受信ウェイトベクトルとを受けて、移動速度判定部の判定結果に応じて  
25

選択的に出力する切替回路と、送信信号を一方入力に受け、他方入力にそれぞれ切替回路の出力を受けて複数のアンテナにそれぞれ与える複数の第2の乗算器とを含む。

請求項15記載の無線装置は、請求項1記載の無線装置の構成に加えて、受信信号分離回路は、複数のアンテナからの受信信号を受けて、特定の端末からの信号を分離するための受信ウェイトベクトルをリアルタイムに導出する受信ウェイトベクトル計算部と、複数のアンテナからの受信信号を受けて、特定の端末からの信号の受信レベルを導出する受信信号レベル演算部と、複数のアンテナからの受信信号をそれぞれ一方入力に受け、他方入力にはそれぞれ受信ウェイトベクトルの対応する要素を受ける複数の第1の乗算器と、複数の乗算部からの信号を加算する加算器とを含み、送信指向性制御回路は、受信信号レベル演算部の演算結果に基づいて、特定の端末の受信信号レベルを判定する受信信号レベル判定部と、送信伝搬路推定回路からの推定結果に基づいて、送信ウェイトベクトルを導出する送信ウェイトベクトル計算部と、送信ウェイトベクトルと受信ウェイトベクトルとを受けて、受信信号レベル判定部の判定結果に応じて選択的に出力する切替回路と、送信信号を一方入力に受け、他方入力にそれぞれ切替回路の出力を受けて複数のアンテナにそれぞれ与える複数の第2の乗算器とを含む。

#### 図面の簡単な説明

図1は、本発明の実施の形態1のPDMA用基地局の無線装置（無線基地局）1000の構成を示す概略ブロック図である。

図2は、無線装置（無線基地局）1000の動作の概要を説明するためのフローチャートである。

図3は、送信係数ベクトル推定機32の動作を説明するための概念図である。

図4は、実施の形態1の変形例の、受信係数ベクトル計算機22の他の構成を示す図である。

図5は、逐次的に推定を行なう場合に、伝搬路の推定を行なう概念を示す概念図である。

図6は、上り回線スロット区間で逐次求めたインパルス応答から回帰曲線を計

算し、伝搬路を推定する概念を示す概念図である。

図 7 は、実施の形態 7 の AR モデルを示す第 1 の概念図である。

図 8 は、実施の形態 7 の AR モデルを示す第 2 の概念図である。

図 9 は、図 7 に示したフィルタ A (z) の構成を示す概略ブロック図である。

5 図 10 は、AR モデルにおけるフィルタ A (z) の逆フィルタ W (z) の構成を示す概略ブロック図である。

図 11 は、13 個の反射点が等間隔に配置された伝送路モデルを示す概念図である。

図 12 は、TDD/PDMA 方式を示す概念図である。

10 図 13 は、PDMA のスロット構成を示す図である。

図 14 は、最大ドップラー周波数  $f_d$  が 5 Hz の場合についての理想推定の BER 特性を示す図である。横軸は平均  $E_b/N_0$  (1 ビットあたりの平均エネルギー一対雑音電力密度比、図中、平均  $E_b/N_0$  で表す。以下、他の図でも同様) を表し、縦軸は平均ビットエラーレート (図中、平均 BER で表す。以下、他の図でも同様) を表す。

15 図 15 は、最大ドップラー周波数  $f_d$  が 20 Hz の場合についての理想推定の BER 特性を示す図である。

図 16 は、最大ドップラー周波数  $f_d$  が 40 Hz の場合についての理想推定の BER 特性を示す図である。

20 図 17 は、最大ドップラー周波数  $f_d$  が 5 Hz の場合について RLS 外挿による推定の平均 BER 特性を示す図である。

図 18 は、最大ドップラー周波数  $f_d$  が 20 Hz の場合について RLS 外挿による推定の平均 BER 特性を示す図である。

25 図 19 は、最大ドップラー周波数  $f_d$  が 40 Hz の場合について RLS 外挿による推定の平均 BER 特性を示す図である。

図 20 は、最大ドップラー周波数  $f_d$  が 5 Hz の場合についての SMI 外挿による推定の平均 BER 特性を示す図である。

図 21 は、最大ドップラー周波数  $f_d$  が 20 Hz の場合についての SMI 外挿による推定の平均 BER 特性を示す図である。

図22は、最大ドップラ一周波数  $f_d$  が40Hzの場合についてのSMI外挿による推定の平均BER特性を示す図である。

図23は、最大ドップラ一周波数  $f_d$  が5Hzの場合についての角度広がりに対する平均BER特性を示す図である。

5 図24は、最大ドップラ一周波数  $f_d$  が20Hzの場合についての角度広がりに対する平均BER特性を示す図である。

図25は、最大ドップラ一周波数  $f_d$  が40Hzの場合についての角度広がりに対する平均BER特性を示す図である。

図26は、最大ドップラ一周波数  $f_d$  に対する平均BER特性を示す図である。

10 図27は、本発明の実施の形態8のPDMA用基地局の無線装置（無線基地局）2000の構成を示す概略ブロック図である。

図28は、本発明の実施の形態9のPDMA用基地局の無線装置（無線基地局）3000の構成を示す概略ブロック図である。

15 図29は、本発明の実施の形態10のPDMA用基地局の無線装置（無線基地局）4000の構成を示す概略ブロック図である。

図30は、周波数分割多重接続、時分割多重接続および経路分割多重接続（Path Division Multiple Access：PDMA）の各種の通信システムにおけるチャネルの配置図である。

20 図31は、アダプティブアレイ無線基地局の基本動作を概念的に示す模式図である。

図32は、アダプティブアレイ無線基地局の構成を示す概略ブロック図である。

図33は、携帯電話機の電波信号のフレーム構成を示す概略図である。

図34は、アダプティブアレイ無線基地局とユーザとの間の電波信号の授受をイメージ化した模式図である。

25

発明を実施するための最良の形態

#### [実施の形態1]

図1は、本発明の実施の形態1のPDMA用基地局の無線装置（無線基地局）1000の構成を示す概略ブロック図である。

図1に示した構成においては、ユーザPS1とPS2とを識別するために、4本のアンテナ#1～#4が設けられている。ただし、アンテナの本数としては、より一般的にN本（N：自然数）であってもよい。

図1に示した送受信システム1000では、アンテナ#1～#4からの信号を受けて、対応するユーザ、たとえば、ユーザPS1からの信号を分離するための

受信部 S R 1 およびユーザ P S 1 への信号を送信するための送信部 S T 1 が設けられている。アンテナ #1 ~ #4 と受信部 S R 1 および送信部 S T 1 との接続は、スイッチ 10-1 ~ 10-4 により、選択的に切換えられる。

すなわち、それぞれのアンテナで受信された受信信号  $RX_1(t)$ ,  $RX_2(t)$ ,  $RX_3(t)$ ,  $RX_4(t)$  は、対応するスイッチ 10-1, 10-2, 10-3, 10-4 を介して受信部 S R 1 に入り、受信ウェイトベクトル計算機 20、受信係数ベクトル計算機 22 に与えられるとともに、対応する乗算器 12-1, 12-2, 12-3, 12-4 の一方入力にそれぞれ与えられる。

これらの乗算器の他方入力には、受信ウェイトベクトル計算機 20 からそれぞれのアンテナでの受信信号に対する重み係数  $w_{rx11}$ ,  $w_{rx21}$ ,  $w_{rx31}$ ,  $w_{rx41}$  が印加される。これらの重み係数は、従来例と同様に、受信ウェイトベクトル計算機 20 により、リアルタイムで算出される。

送信部 S T 1 は、受信係数ベクトル計算機 22 において算出された受信係数ベクトルを受けて、後に説明するように、送信時での伝搬路を推定、すなわち、送信時点での仮想的な受信係数ベクトルを推定することで送信係数ベクトルを求める送信係数ベクトル推定機 32 と、送信ベクトル推定機 32 との間でデータを授受し、データを記憶保持するメモリ 34 と、送信ベクトル推定機 32 の推定結果に基づいて、送信ウェイトベクトルを算出する送信ウェイトベクトル計算機 30 と、それぞれ一方入力に送信信号を受け、他方入力に送信ウェイトベクトル計算機 30 からの重み係数  $w_{tx11}$ ,  $w_{tx21}$ ,  $w_{tx31}$ ,  $w_{tx41}$  が印加される乗算器 15-1, 15-2, 15-3, 15-4 とを含む。乗算器 15-1, 15-2, 15-3, 15-4 からの出力は、スイッチ 10-1 ~ 10-4 を介して、アンテナ #1 ~ #4 に与えられる。

なお、図 1 には図示していないが、受信部 S R 1 および送信部 S T 1 と同様の構成が、各ユーザに対しても設けられている。

#### [アダプティブアレイの動作原理]

受信部 S R 1 の動作を簡単に説明すると以下のとおりである。

アンテナで受信された受信信号  $RX_1(t)$ ,  $RX_2(t)$ ,  $RX_3(t)$ ,  $RX_4(t)$  は、以下の式で表される。

$$RX_1(t) = h_{11}Srx_1(t) + h_{12}Srx_2(t) + n_1(t) \quad \dots (1)$$

$$RX_2(t) = h_{21}Srx_1(t) + h_{22}Srx_2(t) + n_2(t) \quad \dots (2)$$

$$RX_3(t) = h_{31}Srx_1(t) + h_{32}Srx_2(t) + n_3(t) \quad \dots (3)$$

$$RX_4(t) = h_{41}Srx_1(t) + h_{42}Srx_2(t) + n_4(t) \quad \dots (4)$$

ここで、信号  $RX_j(t)$  は、 $j$  番目 ( $j = 1, 2, 3, 4$ ) のアンテナの受信信号を示し、信号  $Srx_i(t)$  は、 $i$  番目 ( $i = 1, 2$ ) のユーザが送信した信号を示す。

さらに、係数  $h_{ji}$  は、 $j$  番目のアンテナに受信された、 $i$  番目のユーザからの信号の複素係数を示し、 $n_j(t)$  は、 $j$  番目の受信信号に含まれる雑音を示している。

上の式 (1) ~ (4) をベクトル形式で表記すると、以下のようになる。

$$X(t) = H_1Srx_1(t) + H_2Srx_2(t) + N(t) \quad \dots (5)$$

$$X(t) = [RX_1(t), RX_2(t), \dots, RX_4(t)]^T \quad \dots (6)$$

$$H_i = [h_{1i}, h_{2i}, \dots, h_{4i}]^T, \quad (i = 1, 2) \quad \dots (7)$$

$$N(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_4(t)]^T \quad \dots (8)$$

なお式 (6) ~ (8)において、 $[ \dots ]^T$  は、 $[ \dots ]$  の転置を示す。

ここで、 $X(t)$  は入力信号ベクトル、 $H_i$  は  $i$  番目のユーザの受信係数ベクトル、 $N(t)$  は雑音ベクトルをそれぞれ示している。

アダプティブアレイアンテナは、図 1 に示したように、それぞれのアンテナからの入力信号に重み係数  $w_{rx1i} \sim w_{rx4i}$  を掛けて合成した信号を受信信号  $SRX(t)$  として出力する。

さて、以上のような準備の下に、たとえば、1 番目のユーザが送信した信号  $Srx_1(t)$  を抽出する場合のアダプティブアレイの動作は以下になる。

アダプティブアレイ 100 の出力信号  $y_1(t)$  は、入力信号ベクトル  $X(t)$  とウエイトベクトル  $W_1$  のベクトルの掛算により、以下のような式で表わすことができる。

$$y_1(t) = X(t)W_1^T \quad \dots (9)$$

$$W_1 = [w_{rX_{11}}, w_{rX_{21}}, w_{rX_{31}}, w_{rX_{41}}]^T \quad \dots (10)$$

すなわち、ウェイトベクトル  $W_1$  は、  $j$  番目の入力信号  $RX_j(t)$  に掛け合  
わされる重み係数  $w_{rX_{j1}}$  ( $j = 1, 2, 3, 4$ ) を要素とするベクトルである。

ここで式 (9) のように表わされた  $y_1(t)$  に対して、式 (5) により表現  
された入力信号ベクトル  $X(t)$  を代入すると、以下のようになる。

$$y_1(t) = H_1 W_1^T Srx_1(t) + H_2 W_1^T Srx_2(t) + N(t) W_1^T \quad \dots (11)$$

ここで、アダプティブアレイ 100 が理想的に動作した場合、周知な方法によ  
り、ウェイトベクトル  $W_1$  は次の連立方程式を満たすようにウェイトベクトル制  
御部 11 により逐次制御される。

$$H_1 W_1^T = 1 \quad \dots (12)$$

$$H_2 W_1^T = 0 \quad \dots (13)$$

式 (12) および式 (13) を満たすようにウェイトベクトル  $W_1$  が完全に制  
御されると、アダプティブアレイ 100 からの出力信号  $y_1(t)$  は、結局以下の  
の式のように表わされる。

$$y_1(t) = Srx_1(t) + N_1(t) \quad \dots (14)$$

$$N_1(t) = n_1(t)w_{11} + n_2(t)w_{21} + n_3(t)w_{31} + n_4(t)w_{41} \quad \dots (15)$$

すなわち、出力信号  $y_1(t)$  には、2人のユーザのうちの第1番目のユーザ  
が送信した信号  $Srx_1(t)$  が得られることになる。

#### [無線装置 1000 の動作の概要]

図2は、無線装置 1000 の動作の概要を説明するためのフローチャートであ  
る。

無線装置 1000においては、アダプティブアレイのウェイトベクトル（重み  
係数ベクトル）が各アンテナ素子における受信係数ベクトルにより一意に表わせ  
ることに着目し、受信係数ベクトルの時間変動を推定することによって間接的に

ウェイトを推定する。

まず、受信部 S R 1において、受信信号に基づいて、受信信号の伝搬路の推定を行う（ステップ S 1 0 0）。伝搬路の推定は、式（1）～（4）において、ユーザから送られる信号のインパルス応答を求めるに相当する。

5 言い換えると、式（1）～（4）において、たとえば、受信係数ベクトル  $H_1$  が推定できれば、ユーザ P S 1からの信号受信時の伝送路の推定が行えることになる。

つづいて、送信係数ベクトル推定機 3 2が、送信時の伝搬路の予測、すなわち、受信時の受信係数ベクトルから送信時点での受信係数ベクトルの予測を行う（ステップ S 1 0 2）。この予測された受信係数ベクトルが送信時の送信係数ベクトルに相当する。

10 さらに、送信ウェイトベクトル計算機 3 0が、予測された送信係数ベクトルに基づいて、送信ウェイトベクトルの計算を行い、乗算器 1 5 - 1 ～ 1 5 - 4に出力する（ステップ S 1 0 4）。

15 [受信係数ベクトル計算機 2 2 の動作]

つぎに、図 1 に示した実施の形態 1 における受信係数ベクトル計算機 2 2 の動作について説明する。

まず、アンテナ素子数を 4 本、同時に通信するユーザ数を 2 人とした場合、各アンテナを経て受信回路から出力される信号は、上述した式（1）～（4）で表わされる。

20 このとき、この式（1）～（4）で表わされるアンテナの受信信号をベクトルで表記した式を再び記すことになると、以下の式（5）～（8）のようになる。

$$X(t) = H_1 S_{rx_1}(t) + H_2 S_{rx_2}(t) + N(t) \quad \dots (5)$$

$$X(t) = [RX_1(t), RX_2(t), \dots, RX_n(t)]^T \quad \dots (6)$$

$$H_i = [h_{1i}, h_{2i}, \dots, h_{ni}]^T, \quad (i = 1, 2) \quad \dots (7)$$

$$N(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_n(t)]^T \quad \dots (8)$$

ここで、アダプティブアレイが良好に動作していると、各ユーザからの信号を分離・抽出しているため、上記信号  $S_{rx_i}(t)$  ( $i = 1, 2$ ) はすべて既知

の値となる。

このとき、信号  $S_{rx_i}(t)$  が既知の信号であることを利用して、受信係数ベクトル  $H_1 = [h_{11}, h_{21}, h_{31}, h_{41}]$  および  $H_2 = [h_{12}, h_{22}, h_{32}, h_{42}]$  を以下に説明するようにして導出することができる。

すなわち、受信信号と既知となったユーザ信号、たとえば第1のユーザからの信号  $S_{rx1}(t)$  を掛け合わせて、アンサンブル平均（時間平均）を計算すると以下のようになる。

$$\begin{aligned} E[X(t) \cdot S_{rx_1}(t)] &= H_1 \cdot E[S_{rx_1}(t) \cdot S_{rx_1}^*(t)] \\ &+ H_2 \cdot E[S_{rx_2}(t) \cdot S_{rx_1}^*(t)] + E[N(t) \cdot S_{rx_1}^*(t)] \end{aligned} \quad \cdots(16)$$

式 (16)において、 $E[\dots]$  は、時間平均を示し、 $S^*(t)$  は、 $S(t)$  の共役複素を示す。この平均をとる時間が十分長い場合、この平均値は以下のようになる。

$$E[S_{rx_1}(t) \cdot S_{rx_1}^*(t)] = 1 \quad \cdots(17)$$

$$E[S_{rx_2}(t) \cdot S_{rx_1}^*(t)] = 0 \quad \cdots(18)$$

$$E[N(t) \cdot S_{rx_1}^*(t)] = 0 \quad \cdots(19)$$

ここで、式 (18) の値が 0 となるのは、信号  $S_{rx1}(t)$  と信号  $S_{rx2}(t)$  に互いに相関がないためである。また、式 (19) の値が 0 となるのは、信号  $S_{rx1}(t)$  と雑音信号  $N(t)$  との間に相関がないためである。

したがって、式 (16) のアンサンブル平均は結果として以下に示すように、受信係数ベクトル  $H_1$  に等しくなる。

$$E[X(t) \cdot S_{rx_1}(t)] = H_1 \quad \cdots(20)$$

以上のような手続により、第1番目のユーザ PS1 から送信された信号の受信係数ベクトル  $H_1$  を推定することができる。

同様にして、入力信号ベクトル  $X(t)$  と信号  $S_{rx2}(t)$  のアンサンブル平均操作を行なうことで、2番目のユーザ PS2 から送信された信号の受信係数ベクトル  $H_2$  を推定することが可能である。

上述のようなアンサンブル平均は、たとえば、受信時の1つのタイムスロット内の先頭の所定数のデータシンボル列と最後尾の所定数のデータシンボル列について行われる。

[送信係数ベクトルの推定]

5 図3は、送信係数ベクトル推定機32の動作を説明するための概念図である。PDMAバーストとして上下回線にそれぞれ4ユーザずつ割当てた8スロット構成を考える。スロットの構成は、たとえば、先頭の31シンボルを第1のトレーニングシンボル列、後続の68シンボルをデータシンボル列、さらに最後尾の31シンボルを第2のトレーニングシンボル列とする。

10 上述のとおり、上り回線スロットの先頭および最後尾にトレーニングシンボル列を設け、上述の受信係数ベクトル計算機22のアルゴリズムを用いて両方の受信係数ベクトルを算出する。

そして、直線外挿により下り回線用の受信係数ベクトルを推定する。

すなわち、受信係数ベクトルの要素の任意の1つの時刻tにおける値をf( t ) 15 すると、上り回線スロットの先頭トレーニングシンボル列の時刻t0での値f( t0 ) と、上り回線スロットの最後尾トレーニングシンボル列の時刻t1での値f( t1 ) とに基づいて、下り回線スロットの時刻tにおける値f( t ) は、以下のように予測できる。

$$f(t) =$$

$$20 [f(t1) - f(t0)] / (t1 - t0) \times (t - t0) + f(t0)$$

なお、以上の説明では、上り回線スロットの先頭と最後尾にトレーニングシンボル列を設け、一次外挿することとしたが、さらに、上り回線スロットの中央部にもトレーニングシンボル列を設け、受信係数ベクトルの上り回線スロット中の3点の値から、時刻tの値f( t ) を2次外挿で推定する構成としてもよい。も 25 しくは、上り回線スロット中のトレーニングシンボル列を設ける位置を増やせば、さらに高次の外挿を行うことも可能である。

[送信ウェイトベクトルの決定]

以上のようにして送信時点での受信係数ベクトルの推定値が求まると、以下の3通りのいずれかの方法で、送信ウェイトベクトルを求めることができる。

## i) 直交化による方法

ユーザPS1の時刻  $t = iT$  ( $i$  : 自然数、 $T$  : 単位時間間隔) におけるウェイットベクトル  $W^{(1)}(i) = [w_{t,x_{11}}, w_{t,x_{12}}, w_{t,x_{13}}, w_{t,x_{14}}]$  を考える。ユーザPS2にヌルを向けるためには、以下の条件が満たされればよい。

5 ユーザPS2に対して予測した伝搬路（受信係数ベクトル）を  $V^{(2)}(i) = [h_1^{(2)}(i), h_2^{(2)}(i), h_3^{(2)}(i), h_4^{(2)}(i)]$  とする。ここで、 $h_p^{(q)}(i)$  は  $q$  番目のユーザの、 $p$  番目のアンテナに対する受信係数ベクトルの時刻  $i$  に対する予測値である。同様にして、ユーザPS1に対しても伝搬路  $V^{(1)}(i)$  を予測してあるものとする。

10 このとき、 $W^{(1)}(i)^T V^{(2)}(i) = 0$  となるように、 $W^{(1)}(i)$  を決定する。拘束条件として、以下の条件 c 1)、c 2) を課す。

$$c\ 1) \ W^{(1)}(i)^T V^{(1)}(i) = g \ (\text{一定値})$$

$$c\ 2) \ \|W^{(1)}(i)\| \text{ を最小とする}.$$

条件 c 2) は、送信電力を最小化することに相当する。

15 i i) 擬似相関行列を用いる方法

ここで、上述の通り、アダプティブアレイはいくつかのアンテナ素子と各素子ウェイト値を制御する部分とからなる。一般に、アンテナの入力ベクトルを  $X(t)$ 、ウェイトベクトルを  $W$  と表わすと、出力  $Y(t) = W^T X(t)$  と参照信号  $d(t)$  との平均二乗差を最小にするようにウェイトベクトルを制御した場合（MMSE基準：最小2乗誤差法基準）、最適ウェイト  $W_{opt}$  は次式（Wiener解）で与えられる。

$$W_{opt} = R_{xx}^{-1} r_{xd} \quad \cdots(21)$$

ただし、

$$R_{xx} = E[x^*(t)x^T(t)] \quad \cdots(22)$$

$$r_{xd} = E[x^*(t)d(t)] \quad \cdots(23)$$

25 を満たす必要がある。

ここで、 $Y^T$  は  $Y$  の転置を、 $Y^*$  は  $Y$  の複素領域を、 $E[Y]$  はアンサンブル平

均を表わす。このウエイト値によりアダプティブアレイは不要な干渉波を抑圧するようにアレイパターンを生成することになる。

ところで、擬似相関行列を用いる方法では、上記式（21）を以下に説明する擬似相関行列により計算する。

すなわち、推定された複素受信信号係数  $h'_{n}^{(k)}$  ( i ) を用いて、ユーザ k のためのウエイトベクトル  $W^{(k)}$  ( i ) を計算する。第 k 番目のユーザのアレイ応答ベクトルを  $V^{(k)}$  ( i ) とおくと、上述のとおり、以下のように求めることができます。

$$V^{(k)}(i) = [h_1^{(k)}(i), h_2^{(k)}(i), \dots, h_N^{(k)}(i)]^T \quad \dots(24)$$

このとき、 $t = i T$  における仮想受信信号の自己相関行列  $R_{xx}$  ( i ) は  $V^{(k)}$  ( i ) を用いて次式で表わされる。

$$R_{xx}(i) = \sum_{k=1}^K V^{(k)*}(i) V^{(k)T}(i) + NI \quad \dots(25)$$

ただし、Nは  $R_{xx}$  ( i ) が整数となるために付加する仮想雑音項である。本発明における計算では、たとえば、 $N = 1.0 \times 10^{-5}$ とした。

受信信号と参照信号との相関ベクトル  $r_{xd}$  ( i ) は次式で表わされる。

$$r_{xd}(i) = V^{(k)*}(i) \quad \dots(26)$$

したがって式（21）（25）（26）により、時刻  $t = i T$  における下り回線用ウエイトを求めることができる。

なお、式（25）の逆行列演算は逆行列の補助定理により、ユーザ k に対して最適に計算できる。特に 2 ユーザの場合には次のような簡単な式でウエイトが算出される。

$$W^{(1)}(i) = (\rho_{22} + N) V^{(1)*}(i) - \rho_{12} V^{(2)*}(i) \quad \dots(27)$$

$$W^{(2)}(i) = (\rho_{11} + N) V^{(2)*}(i) - \rho_{21} V^{(1)*}(i) \quad \dots(28)$$

$$\rho_{ij} = V^{(i)H}(i) V^{(j)}(i)$$

このように自己相関行列が与えられた時、ウエイトベクトルを計算する方法に

については、たとえば、文献：T. Ohgane, Y. Ogawa, and K. Itoh, Proc. VTC '97, vol. 2, pp. 725-729, May 1997、または、文献：田中、大鐘、小川、伊藤、信学技報、vol. RCS98-117, pp. 103-108, Oct. 1998に記載されている。

### 5        i i i) ビームをユーザ P S 1 に向ける方法

ビームをユーザ P S 1 に向けると言う点のみに着目すると、以下の式を満たせばよい。

$$W^{(i)}(i) = V^{(i)}(i)^*$$

以上説明したようないずれかの方法で、送信時のウェイトベクトルを決定して送信すれば、角度広がりなど動的なレイリー伝搬路を想定した場合、TDD/PDMA方式においても上下回線間の時間差により発生する下り回線での誤り率が劣化を抑制することが可能である。

#### [実施の形態 1 の変形例]

実施の形態 1 では、伝搬路の推定を式 (20) のアンサンブル平均を用いることにより行なった。

図 4 は、実施の形態 1 の変形例の、受信係数ベクトル計算機 2 2 の他の構成を示す図である。

図 4 に示すとおり、第 i 番目のアンテナからの信号に、アダプティブアレイアンテナから出力される 1 番目のユーザ P S 1 からの信号  $S_{rx1}(t)$  の複素共役の信号  $S_{rx1}(t)^*$  を乗算器 4 0 で乗算した後に、狭帯域フィルタ 4 2 を通過させると、狭帯域フィルタ 4 2 からの出力は、 $h_{i1}(t)$  となる。

これをすべてのアンテナについて行えば、ユーザ P S 1 に対する受信係数ベクトルを求めることができる。

同様に、第 i 番目のアンテナからの信号に、アダプティブアレイアンテナから出力される 2 番目のユーザ P S 2 からの信号  $S_{rx2}(t)$  の複素共役の信号  $S_{rx2}(t)^*$  を乗算した後に、狭帯域フィルタ (図示せず) を通過させると、狭帯域フィルタからの出力は、 $h_{i2}(t)$  となる。

これをすべてのアンテナについて行えば、ユーザ P S 2 に対する受信係数ベクトルを求めることができる。

この後の伝搬路の予測および送信ウェイトベクトルの決定の手続きは、実施の形態1と同様に行なうことができる。

したがって、このような構成で実施の形態1と同様の効果を奏することが可能である。

### 5 [実施の形態2]

実施の形態1では、伝搬路の推定を式(20)のアンサンブル平均を用いることにより行なった。

実施の形態2では、アダプティブアレーにおける相関ベクトルを用いて、伝搬路の推定を行なう。すなわち、上記の式(21)～(23)に示したように、アダプティブアレイがMMSE基準で動作している場合、最適ウェイトベクトル $W_{opt}$ は、参照信号 $d(t)$ 、自己相関行列 $R_{xx}$ 、および相関ベクトル $r_{xd}$ を用いて以下のように表現される。

$$W_{opt} = R_{xx}^{-1} r_{xd} \quad \dots(21)$$

$$R_{xx} = E[x^*(t)x^T(t)] \quad \dots(22)$$

$$r_{xd} = E[x^*(t)d(t)] \quad \dots(23)$$

ここで、相関ベクトル $r_{xd}$ の各成分は、1番目のユーザPS1に対するウェイトベクトルを求めている場合、以下のように書き下せる。

$$r_{xd} = [E[RX_1(t)d(t)^*], \dots, E[RX_4(t)d(t)^*]]^T$$

$$\sim [h_{11}, h_{21}, h_{31}, h_{41}]$$

つまり、1番目のユーザPS1に対するウェイトベクトルを受信ウェイトベクトル計算機20が求める過程で、導出される相関ベクトル $r_{xd}$ の値を用いることで、ユーザPS1の受信係数ベクトルをもとめることができる。

したがって、たとえば、上り回線スロットの先頭および最後尾にトレーニングシンボル列が含まれていれば、図3と同様にして、ユーザPS1の伝搬路の推定が、時刻 $t_0$ および $t_1$ で可能となり、送信時の時刻 $t$ での伝搬路を予測できる。他のユーザについても同様である。

25 この後の伝搬路の予測および送信ウェイトベクトルの決定の手続きは、実施の

形態 1 と同様に行なうことができる。

したがって、このような手続きでも実施の形態 1 と同様の効果を奏することが可能である。

[実施の形態 3]

5 実施の形態 2 では、伝搬路の推定を相関ベクトルを用いることにより行なった。

実施の形態 3 として、受信係数ベクトル計算機 22 の他の算出方法について以下に説明する。

第 i 番目のアンテナからの信号  $RX_i(t)$  の値から、アダプティブアレイアンテナから出力される 1 番目のユーザ PS1 からの信号  $S_{rx1}(t)$  と仮想的な受信係数ベクトル  $h'_{ii}(t)$  を乗算した結果を引いたものを改めて  $RX_i'$  (t) とする。すなわち、

$$RX_i' (t) = RX_i (t) - h'_{ii} (t) \cdot S_{rx1} (t)$$

実施の形態 3 の受信係数ベクトル計算機 22 では、 $E[|RX_i'(t)|^2]$  を最小にする  $h'_{ii}(t)$  を以下の逐次的な方法で求める。

15 ここで、1 つの上り回線スロット中には、 $k=0$  から  $k=M$  (たとえば、11 9) までのデータが含まれているものとする。

真の受信係数ベクトルを  $h_{ii}(t)$  とするとき、 $E[|RX_i'(t)|^2]$  が最小になるのは、以下の条件を満たすときである。

$$h'_{ii}(t) = h_{ii}(t)$$

20 最急降下法を用いると、 $h'_{ii}(k)$  (時刻  $t=kT$  のときの値、 $k$  : 自然数) に対する以下の漸化式が得られる。

$$h'_{ii}(k+1) = h'_{ii}(k) + \mu \{ RX_i(k) - h'_{ii}(k) \cdot S_{rx1}(k) \} \cdot$$

$$S_{rx1}^*(k)$$

25 ここで、定数  $\mu$  は、ステップサイズである。また、特に限定されないが、 $h'_{ii}(k)$  の初期値としては、 $h'_{ii}(0) = 0$  とすればよい。

図 5 は、逐次的に推定を行なう場合に、伝搬路の推定を行なう概念を示す概念図である。図 5 は、図 3 と対比される図である。漸化式で  $h'_{ii}(k)$  を求めるのに対応して、上り回線スロットにおいて、時刻  $t=0$  はプリアンブルの終了時点

とし、時刻  $t_1$  は上り回線線スロットの終了時点とする。したがって、トレーニングシンボル列は、上り回線スロットの先頭にのみ存在すればよい。

これをすべてのアンテナについて行えば、ユーザ PS 1 に対する受信係数ベクトルを求め、伝搬路の予測をすることができる。

5 同様の処理をユーザ PS 2 について行えば、ユーザ PS 2 に対する受信係数ベクトルを求め、伝搬路の予測をすることができる。

この後の送信ウェイトベクトルの決定の手続きは、実施の形態 1 と同様に行なうことができる。

10 したがって、このような構成で実施の形態 1 と同様の効果を奏することが可能である。

なお、以下に説明する他の漸化式による方法でも、同様にして伝搬路の推定を行なうことができる。

15 さらに、図 5においては、時刻  $t_0$  は、プリアンブルの終了時点としたが、時刻  $t_0$  は、必ずしもこの位置に限定されるわけではない。時刻  $t_0$  は、トレーニングシンボル列中に存在しても構わないし、また、データシンボル列中に存在しても構わない。また、時刻  $t_1$  は、上り回線スロットの終了時点としたが、時刻  $t_1$  も、必ずしもこの位置に限定されるわけではない。

#### [実施の形態 4]

20 実施の形態 3 では、各ユーザごとに受信係数ベクトルを逐次的に求めた。実施の形態 4 として、受信係数ベクトル計算機 2 2 のさらに他の算出方法を以下に説明する。

25 第  $i$  番目のアンテナからの信号  $RX_i(t)$  から、アダプティブアレイアンテナから出力される 1 番目のユーザ PS 1 からの信号  $S_{rx1}(t)$  と仮想的な受信係数ベクトル  $h'_{i1}(t)$  を乗算した結果ならびに 2 番目のユーザ PS 1 からの信号  $S_{rx2}(t)$  と仮想的な受信係数ベクトル  $h'_{i2}(t)$  を乗算した結果を引いたものを改めて  $RX'_i(t)$  とする。すなわち、

$$RX'_i(t) = RX_i(t) - h'_{i1}(t) \cdot S_{rx1}(t) - h'_{i2}(t) \cdot S_{rx2}(t)$$

実施の形態 4 の受信係数ベクトル計算機 2 2 では、 $E[|RX'_i(t)|^2]$

<sup>2]</sup> を最小にする  $h'_{i1}(t)$  および  $h'_{i2}(t)$  を以下のようにして一括して求める。すなわち、

$$H'_i(t) = [h'_{i1}(t), h'_{i2}(t)]^\top$$

$$SRX(t) = [SRx1(t), SRx2(t)]^\top$$

5 とすると、 $E[|RX_i'(t)|^2]$  のベクトル  $H'_i(t)$  に関する勾配が 0 であると言う条件から、真の受信係数ベクトルを  $H_{iOPT}(t)$  とするとき、以下の式が導かれる。

$$H_{iOPT}(t) = R_{ss}^{-1} r_{sx}$$

$$R_{ss}^{-1} = E[SRX^*(t) SRX^\top(t)]$$

$$10 r_{sx} = E[SRX^*(t) RX_i(t)]$$

このようにして、伝搬路の推定を行なう場合の概念は、たとえば、図 3 に示した概念図と同様に行なえればよい。

これをすべてのアンテナについて行えば、ユーザ PS 1 およびユーザ PS 2 に対する受信係数ベクトルを求め、伝搬路の予測をすることができる。

15 この後の送信ウェイトベクトルの決定の手続きは、実施の形態 1 と同様に行なうことができる。

したがって、このような構成で実施の形態 1 と同様の効果を奏することが可能である。

#### [実施の形態 5 (提案手法 1) ]

20 実施の形態 5 として、受信係数ベクトル計算機 22 のさらに他の算出方法について以下に説明する。以下に説明するのは、いわゆる再帰的最小 2 乗法 (RLS アルゴリズム : Recursive Least-Squares algorithm) と等価である。

25 第 i 番目のアンテナからの信号  $RX_i(t)$  から、アダプティブアレイアンテナから出力される出力信号ベクトル  $SRX(t)$  と仮想的な受信係数ベクトル  $H'^\top(t)$  を乗算した結果を引いたものを改めて  $RX_i'(t)$  とする。すなわち、

$$RX_i'(t) = RX_i(t) - H'^\top(t) SRX(t)$$

RLS アルゴリズムによれば、以下の式が成り立つ。

$$H'_{-i}(k+1) = H'_{-i}(k) + R_{ss}^{-1}(k) SRX^*(k) RXi'(k) \quad \cdots(29)$$

$$RXi'(k) = RXi(k) - H'_{-i}^T(k) SRX(k) \quad \cdots(30)$$

$$\begin{aligned} R_{ss}^{-1}(k) &= 1/\lambda \cdot R_{ss}^{-1}(k-1) \\ &\quad - 1/\lambda \cdot [R_{ss}^{-1}(k-1) \ SRX^*(k) \ SRX(k)^T \ R_{ss}^{-1}(k-1)] / [\lambda + \\ &\quad SRX(k)^T R_{ss}^{-1}(k-1) SRX^*(k)] \end{aligned} \quad \cdots(31)$$

ここでも、1つの上り回線スロット中には、 $k = 0$  から  $k = M$  (たとえば、19)までのデータが含まれているものとする。

ここで、定数  $\lambda$  ( $0 < \lambda \leq 1$ ) は、忘却係数である。 $H'_{-i}(t)$  の各要素の初期値も、特に限定されないが、0とすれば良い。

このようにして、伝搬路の推定を行なう場合も、図5に示される概念図と同様にすればよい。

これをすべてのアンテナについて行えば、ユーザ P S 1 に対する受信係数ベクトルを求め、伝搬路の予測をすることができる。

同様の処理をユーザ P S 2 について行えば、ユーザ P S 2 に対する受信係数ベクトルを求め、伝搬路の予測をすることができる。

この後の送信ウェイトベクトルの決定の手続きは、実施の形態1と同様に行なうことができる。

したがって、このような構成で実施の形態1と同様の効果を奏することが可能である。

#### [実施の形態5の変形例（提案手法2）]

実施の形態5では、図5に示した概念にしたがって、伝搬路の予測を時刻  $t_0$  と時刻  $t_1$  の2点のデータから行なった。

実施の形態5の変形例では、上り回線スロット区間で逐次求めたデータシンボル数 + 1 個のインパルス応答から回帰曲線を計算し、一次外挿する。

図6は、上り回線スロット区間で逐次求めたインパルス応答から回帰曲線を計算し、伝搬路（インパルス応答）を推定する概念を示す概念図である。2点のみの外挿と比較してデータ数の大幅な増加により推定誤差を小さく抑えることが可能である。

なお、回帰曲線による外挿方法としては、上述のような一次外挿に限定されることなく、より高次の外挿曲線を用いることや、サイン・コサイン関数等の周期関数による回帰をし外挿を行うことも可能である。

#### [実施の形態 6]

実施の形態 6 として、受信係数ベクトル計算機 22 のさらに他の算出方法について以下に説明する。以下に説明するのは、いわゆる最急降下法（LMS アルゴリズム）と等価である。

実施の形態 5 と同様にして、第  $i$  番目のアンテナからの信号  $R X_i(t)$  から、アダプティブアレイアンテナから出力される出力信号ベクトル  $S R X(t)$  と仮想的な受信係数ベクトル  $H_{:,i}^T(t)$  を乗算した結果を引いたものを改めて  $R X_{i'}(t)$  とする。すなわち、

$$R X_{i'}(t) = R X_i(t) - H_{:,i}^T(t) S R X(t)$$

LMS アルゴリズムによれば、以下の式が成り立つ。

$$H_{:,i}^{(k+1)} = H_{:,i}^{(k)} + \mu S R X^*(k) R X_{i'}(k)$$

ここでも、1つの上り回線スロット中には、 $k=0$  から  $k=M$  (たとえば、1 19) までのデータが含まれているものとする。

ここで、定数  $\mu$  は、ステップサイズであり、集束条件から以下の関係を満たす必要がある。

$$0 < \mu < 1 / \lambda_{\max}$$

ここで、 $\lambda_{\max}$  は、相関行列  $R_{xx}$  の最大固有値である。また、 $H_{:,i}^T(t)$  の各要素の初期値も、特に限定されないが、0 とすれば良い。

このようにして、伝搬路の推定を行なう場合も、図 5 に示される概念図と同様にすればよい。

これをすべてのアンテナについて行えば、ユーザ PS 1 に対する受信係数ベクトルを求め、伝搬路の予測をすることができる。

同様の処理をユーザ PS 2 について行えば、ユーザ PS 2 に対する受信係数ベクトルを求め、伝搬路の予測をすることができる。

この後の送信ウェイトベクトルの決定の手続きは、実施の形態 1 と同様に行なうことができる。

したがって、このような構成で実施の形態 1 と同様の効果を奏することが可能である。

なお、実施の形態 6 でも実施の形態 5 の変形例と同様に、上り回線スロット区間で逐次求めたデータシンボル数 + 1 個のインパルス応答から回帰曲線を計算し、  
5 一次外挿する構成とすることも可能である。

さらに、伝搬路の推定方法としては、以上説明したような実施の形態 1 ~ 実施の形態 6 の方法に限定されず、例えば、直接解法 (S M I : sample matrix inversion) 等を用いることも可能である。S M I 方式の場合は、図 3 に示した概念に従って、伝搬路の予測を行なうことができる。

#### 10 [実施の形態 7]

実施の形態 6 として、受信係数ベクトル計算機 22 のさらに他の算出方法について以下に説明する。以下に説明するのは、いわゆる A R モデル (Autoregressive model) と等価である。

以下では、受信係数ベクトルの要素の一つを代表的に  $f(t)$  で表すことにする。  
15

すなわち、図 7 は、実施の形態 7 の A R モデルを示す第 1 の概念図である。図 7 に示すように、要素  $f(t)$  の時間変化を A R モデルとみなす。ここで、 $v(t)$  は、予測誤差（白色ガウス雑音）である。

図 8 は、実施の形態 7 の A R モデルを示す第 2 の概念図である。さらに、図 8 に示すように、フィルタ  $A(z)$  の逆特性をもつフィルタにより A R モデルを作ることができる。  
20

A R モデルの入力に上記  $v(t)$  を入力すれば、要素  $f(t)$  が再生でき、さらに、未知の白色雑音を入力すれば、要素  $f(t)$  の未来を予測することができる。  
25

図 9 は、図 7 に示したフィルタ  $A(z)$  の構成を示す概略ブロック図である。

図 9において、乗算係数  $a_0 \sim a_M$  は、 $E[|v(k)|^2]$  を最小にするよう決定される。

$\{f(k)\}$  が M 次の A R モデルであれば、 $\{v(k)\}$  は、白色ガウス過程となる。図 10 は、A R モデルにおけるフィルタ  $A(z)$  の逆フィルタ  $W(z)$

の構成を示す概略ブロック図である。

$k$  が観測区間内のときは、上記図 9 の誤差フィルタ出力  $v(k)$  を図 10 の入力とする。観測区間を超えた時は、入力としては白色ガウス雑音を与える。

このよう算出方法でも、他の方法と同様に、実施の形態 1 と同様の効果が奏さ  
れる。

#### [計算機シミュレーション]

以上説明した、実施の形態 1 ~ 6 のうち、提案手法 1 および 2 ならびに SMI 方式で伝搬路の予測を行うことが、誤り率に与える影響を計算機シミュレーションした結果を以下に説明する。

図 11 は、以下に検討する伝送路モデルを示す概念図である。基地局からある程度離れた場所を端末が一定速度で走行し、端末の周囲に 13 個の反射点が等間隔に配置される。このとき、それぞれの反射点を介して、ドップラー一周波数で変位する 13 の波からなる多重波が送受信され、波の位相にはそれぞれ異なった変位が与えられるものとする。

波の経路長によるベースバンド信号の遅延時間差は無視できるものとし、軸方向から測った信号の到来方向を  $\theta$ 、基地局から見た伝搬路の角度広がりを  $\Delta\theta$  とする。

アレイ素子間におけるフェーシング相関は、一般に角度広がり  $\Delta\theta$  が大きくなるに従い低下する。

フェーシング相関が低い場合、時間の経過とともにフェーシングの値が変動するとアレイ素子間における複素信号の振幅・位相差も変動するために、時間の経過とともに最適なアレイパターンも変動してしまう。このとき、上述の通り、下り回線において上り回線で得られたウエイトをそのまま用いて送信すると、送信時間の時間差によってアレイパターンに誤差が生じてしまう。

図 12 は、以下に検討する TDD/PDMA 方式を示す概念図である。図 12 に示すように、素子間隔を  $d$  とした 4 素子のアダプティブアレイを基地局に用い、セル内に 2 ユーザを同一チャネルに収容する TDD/PDMA 方式を考える。

各ユーザにおいて、信号の到来方向を  $\theta_1, \theta_2$  とし、角度広がり  $\Delta\theta$  および平均電力は等しいものとする。

なお、設定したパラメータ値は  $d = 5\lambda$ 、 $\theta_1 = 0$  deg、 $\theta_2 = 88.4$  deg である。

図13は、PDMAのスロット構成を示す図である。図13に示すように、PDMAバーストとして上下回線にそれぞれ4ユーザずつ割当てた8スロット構成を考える。スロットの構成は、先頭の31シンボルをトレーニングシンボル列、後続の97シンボルをデータシンボル列とする。ただし、SMI外挿による推定を行なう場合の上り回線スロットの構成については後述する。

下り回線では端末におけるキャリア再生が完全であると仮定する。変調方式を QPSK、伝送速度は 400 kb/s とする。平均 BER (ビットエラーレート) は 10 万回のバースト伝送により算出する。

#### i) 平均 $E_b/N_0$ に対する特性

##### i - 1) 理想的な推定

まず、BER 特性の下限として理想的な、ウエイト推定 (従来手法) およびチャネル推定 (伝搬路推定: 提案手法) が行なわれた場合について検討する。

すなわち、下り回線用ウエイトは、トレーニングシンボル列最後尾とデータシンボル列最後尾のウエイトおよびチャネル推定結果をウィーナ解により算出し、直線外挿することで推定する。なお、参考として上り回線スロットの最後尾のウエイトを固定して用いた場合についても示す。

図14～16に最大ドップラー周波数  $f_d$  が 5 Hz、20 Hz、40 Hz の場合についての理想推定のBER 特性をそれぞれに示す。角度広がり  $\Delta\theta$  は 5 deg とした。図14～16において、横軸は平均  $E_b/N_0$  (1 ビットあたりの平均エネルギー対雑音電力密度比、図中、Average Eb/N0 で表す。以下、他の図でも同様) を表し、縦軸は平均ビットエラーレート (図中、Average BER で表す。以下、他の図でも同様) を表す。

$f_d$  が大きいほど、従来手法では BER 特性が劣化している。特に、 $f_d = 20$  Hz の場合に明らかな違いが現われ、従来手法では高  $E_b/N_0$  でフロアを引くのに対し、提案手法では上り回線とほぼ等しい特性が得られている。 $f_d = 40$  Hz になると、提案手法を用いた場合でも劣化し始めるが、それでも従来手法と比べて  $E_b/N_0 = 30$  dB で 2 枠以上よい特性を示している。

## i - 2) RLS 外挿による推定

次に、同じ条件の下で RLS 外挿による推定を用いた場合について検討する。

提案手法として、RLS 一次外挿を用いた場合（提案手法 1）と回帰直線による RLS 一次外挿を用いた場合（提案手法 2）の 2 通りについて検討する。

5 図 1.7 ~ 1.9 に、最大ドップラー周波数  $f_d$  が 5 Hz、20 Hz、40 Hz の場合について RLS 外挿による推定の平均 BER 特性をそれぞれ示す。RLS 忘却係数は 0.9 とした。

10 理想的な推定結果を用いた場合と比較すると、固定ウエイトを用いた場合にはほぼ同じ特性であるのに対し、ウエイト外挿を用いた場合と提案手法を用いた場合には、平均  $E_b/N_0$ 、7 ~ 8 dB の劣化が生じている。これは、推定誤差が原因であると考えられる。

15 特に、 $f_d = 5 \text{ Hz}$  のときは、提案手法を用いた場合が最も特性が悪くなってしまっている。しかし、 $f_d = 20 \text{ Hz}$ 、 $40 \text{ Hz}$  のときは、提案手法を用いた場合、高  $E_b/N_0$  でほとんどフロアを引かないので、従来手法と比べて  $E_b/N_0 = 30 \text{ dB}$  で 1 ~ 2 衍程度よい特性を示している。

また、提案手法 1 よりも提案手法 2 の方がわずかに特性がよくなっているが、それは提案手法 2 の方が推定の誤差をより小さく抑えることができるからであると考えられる。

## i - 3) SMI 外挿による推定

20 同じ条件の下で SMI 外挿による推定を用いた場合についても検討する。

上り回線スロットの先頭、および最後尾に 15 シンボルのトレーニングシンボル列、中間に 98 シンボルのデータシンボル列を設けた場合（提案手法（15））と、比較のため、先頭、および最後尾に 31 シンボルのトレーニングシンボル列、中間に 66 シンボルのデータシンボル列（提案手法（31））を設けた場合についても検討する。

従来手法としてウエイトを一次外挿した場合について、提案手法を用いた場合との比較、検討を行なうこととする。

25 図 2.0 ~ 2.2 に最大ドップラー周波数  $f_d$  が 5 Hz、20 Hz、40 Hz の場合についての SMI 外挿による推定の平均 BER 特性をそれぞれ示す。

括弧内の数字はトレーニングシンボル数を表わす。

特性は、R L S外挿を用いて推定した場合とほぼ一致している。厳密に分析すると、R L Sでの提案手法2とS M Iでの提案手法(15)がほぼ一致しており、S M Iでの提案手法(31)がそれよりも若干よくなっている。これは、平均処理に用いるシンボル数が多い方が、雑音の影響を小さくできるからだと考えられる。

#### i i ) 角度広がりに対する特性

平均 $E_b/N_0$ を30dBに固定し、角度広がり $\Delta\theta$ をパラメータとした特性比較を行なう。

10 ウエイト推定法として、R L S外挿による推定を用いる。以後の検討では、提案手法としてデータ区間による回帰直線を用いた場合(R L Sでの提案手法2)を採用することにする。また、比較のため理想的な推定を行なった場合についても検討している。

15 図23～25に最大ドップラー周波数 $f_d$ が5Hz、20Hz、40Hzの場合についての角度広がりに対する平均BER特性をそれぞれ示す。

$f_d=40\text{ Hz}$ の場合において、従来手法では、 $\Delta\theta$ の増加とともに特性が劣化している。これは、 $\Delta\theta$ が増加するとアンテナ素子間におけるフェーシング相関が低下し、伝搬の変動による最適パターンの変化が大きくなるためである。

一方、 $f_d=5\text{ Hz}$ の場合には、逆に、 $\Delta\theta$ の増加とともに特性が改善されている。これは最適パターンの変化が少ないため下り回線においてもダイバーシティ利得が得られるからである。

$f_d=20\text{ Hz}$ の場合には、動的フェーシングによる特性の劣化と、ダイバーシティ利得による特性の改善の両方が見られる。

一方、提案手法を用いた場合にはいずれの場合においても $\Delta\theta$ の増加とともに特性が改善されており、ダイバーシティ利得がパターン変動による特性の劣化を上回っていることがわかる。

理想的な推定を用いた場合には、 $f_d=5\text{ Hz}$ 、20Hzで上り回線とほぼ等しい特性が得られている。

#### i i i ) 最大ドップラー周波数に対する特性

図26に最大ドップラ一周波数  $f_d$  に対する平均BER特性を示す。平均  $E_b/N_0$  は30dB、 $\Delta\theta$ は5degとした。ウェイト推定法として、RLS外挿による推定を用いている。従来手法では  $f_d$  の増加とともに急激に誤り率が劣化している。それに比べ提案手法では  $f_d = 40\text{Hz}$  程度までは劣化の度合が少ないことがわかる。

#### [実施の形態8]

図27は、本発明の実施の形態8のPDMA用基地局の無線装置（無線基地局）2000の構成を示す概略ブロック図である。

図1に示した本発明の実施の形態1の無線装置（無線基地局）1000の構成と異なる点は、受信係数ベクトル計算機22からの出力を受けて、ユーザ端末の移動速度を判定する移動速度判定器52と、受信ウェイトベクトル計算機20の出力と送信ウェイトベクトル計算機30の出力とを受けて、移動速度判定器52の判定結果に応じて選択的に乗算器15-1～15-4に与える切替スイッチ54とをさらに備える構成となっていることである。それ以外の構成は、実施の形態1～7のいずれかの無線装置（無線基地局）の構成と同様である。

すなわち、上述のとおり、ユーザ端末の移動速度が小さい領域では、伝搬路の推定、伝搬路の予測という過程における予測誤差のために、むしろ、このような予測を行なわずに、図32の従来の構成のように受信ウェイトベクトルをそのまま送信ウェイトベクトルとして用いた方が良い可能性がある。

そこで、実施の形態8の無線装置2000では、予め定めておいた移動速度よりも、端末が低速で移動していると移動速度判定器52が判断した場合には、切替スイッチ54により、受信ウェイトベクトルがそのまま乗算器15-1～15-4に与えられる。端末が予め定めておいた移動速度よりも速く移動していると移動速度判定器52が判断した場合には、切替スイッチ54により、送信ウェイトベクトル計算機30の出力が乗算器15-1～15-4に与えられる。

以上のような構成とすることで、端末の広い移動速度範囲にわたって、誤り率の低いデータ伝送が可能となる。

#### [実施の形態9]

図28は、本発明の実施の形態9のPDMA用基地局の無線装置（無線基地

局) 3000の構成を示す概略ブロック図である。

図1に示した本発明の実施の形態1の無線装置1000の構成と異なる点は、アレイアンテ#1～#4からの信号を受けて受信信号のレベルを計算する受信レベル計算機56と、受信レベル計算機56からの出力を受けて、ユーザ端末の受信レベルを判定する受信レベル判定器58と、受信ウェイトベクトル計算機20の出力と送信ウェイトベクトル計算機30の出力とを受けて、受信レベル判定器56の判定結果に応じて選択的に乗算器15-1～15-4に与える切替スイッチ54とをさらに備える構成となっていることである。それ以外の構成は、実施の形態1～7のいずれかの無線装置の構成と同様である。

すなわち、ユーザ端末からの受信信号のレベルが小さい領域では、伝搬路の推定、伝搬路の予測という過程における予測誤差のために、むしろ、このような予測を行なわずに、図32の従来の構成のように受信ウェイトベクトルをそのまま送信ウェイトベクトルとして用いた方が良い可能性がある。

そこで、実施の形態9の無線装置3000では、予め定めておいた受信レベルよりも、端末からの受信信号のレベルが低いと受信レベル判定器58が判断した場合には、切替スイッチ54により、受信ウェイトベクトルがそのまま乗算器15-1～15-4に与えられる。予め定めておいた受信レベルよりも、端末からの受信信号のレベルが高いと受信レベル判定器58が判断した場合には、切替スイッチ54により、送信ウェイトベクトル計算機30の出力が乗算器15-1～15-4に与えられる。

以上のような構成とすることで、広い受信信号レベルの範囲にわたって、誤り率の低いデータ伝送が可能となる。

なお、たとえば、ユーザPS1からの信号の受信信号レベルは、受信係数ベクトルから以下の式により求められる。

$$P_1 = H_1^2/N = (h_{11}^2 + h_{21}^2 + h_{31}^2 + h_{41}^2)/N \quad \dots(32)$$

他のユーザからの受信信号レベルについても同様である。

#### [実施の形態10]

図29は、本発明の実施の形態10のPDMA用基地局の無線装置（無線基地

局) 4000の構成を示す概略ブロック図である。

図28に示した本発明の実施の形態9の無線装置(無線基地局)3000の構成と異なる点は、受信レベル判定器58が、受信レベルの判定機能に加えて、実施の形態8の移動速度判定器52と同様の移動速度判定機能を有する、端末移動速度判定／受信レベル判定器60となっていることである。その他の構成は、実施の形態9の無線装置(無線基地局)3000の構成と同様である。

以上のような構成とすることで、移動端末の広い移動速度の範囲と広い受信信号レベルの範囲にわたって、誤り率の低いデータ伝送が可能となる。

今回開示された実施の形態はすべての点で例示であって制限なものではないと考えられるべきである。本発明の範囲は上記した説明ではなく特許請求の範囲によって示され、特許請求の範囲と均等の意味および範囲内のすべての変更が含まれることが意図される。

以上のように、この発明によれば、アダプティブアレイの受信係数ベクトルの時間変動を推定することによって間接的にウエイトの変動を推定することにより、角度広がりなど動的なレイリー伝搬路においても、上下回線間の時間差により発生する下り回線での誤り率が劣化を抑制することが可能である。

さらに、この発明によれば、移動端末の広い移動速度の範囲または／および広い受信信号レベルの範囲にわたって、誤り率の低いデータ伝送が可能となる。

## 請求の範囲

1. リアルタイムにアンテナ指向性を変更し、複数の端末との間で信号の送受信を時分割で行なう無線装置であって、
  - 5 離散的に配置された複数のアンテナと、  
信号の送受信時に前記複数のアンテナを共用する送信回路および受信回路とを備え、  
前記受信回路は、  
受信信号の受信時に、前記複数のアンテナからの信号に基づいて、前記複数の端末のうち特定の端末からの信号を分離するための受信信号分離回路と、  
10 前記受信信号の受信時に、前記複数のアンテナからの信号に基づいて、前記特定の端末からの伝搬路を推定する受信伝搬路推定回路とを含み、  
前記送信回路は、  
前記受信伝搬路推定回路の推定結果に基づいて、送信信号の送信時の伝搬路を予測する送信伝搬路推定回路と、  
15 前記送信伝搬路推定回路の推定結果に基づいて、前記送信信号の送信時の前記アンテナ指向性を更新する送信指向性制御回路とを備える、無線装置。
2. 前記特定の端末からの前記送受信される信号の上り回線スロットは、  
前記上り回線スロットの先頭部に設けられる第1の所定の大きさの第1のトレーニングデータ領域と、  
20 前記上り回線スロットの最後部に設けられる第2の所定の大きさの第2のトレーニングデータ領域とを含み、  
前記受信伝搬路推定回路は、前記第1および第2のトレーニングデータ領域におけるデータにそれぞれ基づいて、前記特定の端末からの伝搬路の第1の推定値および第2の推定値を導出し、  
25 前記送信伝搬路推定回路は、前記第1および第2の推定値を外挿することで、前記送信信号の送信時の伝搬路を予測する、請求項1記載の無線装置。
3. 前記受信伝搬路推定回路は、前記第1および第2のトレーニングデータ領域におけるデータにそれぞれ基づいて、前記特定の端末からの伝搬路の前記特定端

末からのインパルス応答に相当する第1の受信係数ベクトルおよび第2の受信係数ベクトルを導出する、請求項2記載の無線装置。

4. 前記受信伝搬路推定回路は、前記複数のアンテナからの受信信号の各々と、前記受信信号分離回路により分離された前記特定の端末からの信号とのアンサンブル平均により、前記第1の受信係数ベクトルおよび第2の受信係数ベクトルを導出する、請求項3記載の無線装置。

5. 前記特定の端末からの前記送受信される信号の上り回線スロットは、前記上り回線スロットの先頭部に設けられ、所定の数のトレーニングデータを有するトレーニングデータ領域と、

10 前記特定の端末からの情報をそれぞれ表現する複数のデータを有するデータ領域とを含み、

前記受信伝搬路推定回路は、前記トレーニングデータ領域および前記データ領域におけるデータにそれぞれ基づいて、前記特定の端末からの伝搬路の第1の推定値および第2の推定値を導出し、

15 前記送信伝搬路推定回路は、前記第1および第2の推定値を外挿することで、前記送信信号の送信時の伝搬路を予測する、請求項1記載の無線装置。

6. 前記受信伝搬路推定回路は、前記トレーニングデータ領域および前記データ領域における複数のデータに基づいて、前記特定の端末からの伝搬路の前記特定端末からのインパルス応答に相当する第1の受信係数ベクトルおよび第2の受信係数ベクトルを逐次的に導出する、請求項5記載の無線装置。

7. 前記第1の受信係数ベクトルおよび第2の受信係数ベクトルの逐次的な導出は、最急降下法による、請求項6記載の無線装置。

8. 前記第1の受信係数ベクトルおよび第2の受信係数ベクトルの逐次的な導出は、再帰的最小2乗法による、請求項6記載の無線装置。

25 9. 前記特定の端末からの前記送受信される信号の上り回線スロットは、前記上り回線スロットの先頭部に設けられ、所定の数のトレーニングデータを有するトレーニングデータ領域と、

前記特定の端末からの情報をそれぞれ表現する複数のデータを有するデータ領域とを含み、

前記受信伝搬路推定回路は、前記トレーニングデータ領域および前記データ領域におけるデータにそれぞれ基づいて、前記特定の端末からの伝搬路の複数の推定値を導出し、

5 前記送信伝搬路推定回路は、前記複数の推定値を回帰し、回帰結果に基づいて外挿することで、前記送信信号の送信時の伝搬路を予測する、請求項 1 記載の無線装置。

10. 前記受信伝搬路推定回路は、前記トレーニングデータ領域および前記データ領域における複数のデータに基づいて、前記特定の端末からの伝搬路の前記特定端末からのインパルス応答に相当する複数の受信係数ベクトルを逐次的に導出する、請求項 9 記載の無線装置。

11. 前記複数の受信係数ベクトルの逐次的な導出は、最急降下法による、請求項 10 記載の無線装置。

12. 前記複数の受信係数ベクトルの逐次的な導出は、再帰的最小 2 乗法による、請求項 10 記載の無線装置。

15 13. 受信信号分離回路は、

前記複数のアンテナからの受信信号を受けて、前記特定の端末からの信号を分離するための受信ウェイトベクトルをリアルタイムに導出する受信ウェイトベクトル計算部と、

20 前記複数のアンテナからの受信信号をそれぞれ一方入力に受け、他方入力にはそれぞれ前記受信ウェイトベクトルの対応する要素を受ける複数の第 1 の乗算器と、

前記複数の乗算部からの信号を加算する加算器とを含み、

前記送信指向性制御回路は、

25 前記送信伝搬路推定回路からの推定結果に基づいて、送信ウェイトベクトルを導出する送信ウェイトベクトル計算部と、

送信信号を一方入力に受け、他方入力にそれぞれ前記送信ウェイトベクトルを受けて前記複数のアンテナにそれぞれ与える複数の第 2 の乗算器とを含む、請求項 1 記載の無線装置。

14. 受信信号分離回路は、

前記複数のアンテナからの受信信号を受けて、前記特定の端末からの信号を分離するための受信ウェイトベクトルをリアルタイムに導出する受信ウェイトベクトル計算部と、

5 前記複数のアンテナからの受信信号をそれぞれ一方入力に受け、他方入力にはそれぞれ前記受信ウェイトベクトルの対応する要素を受ける複数の第1の乗算器と、

前記複数の乗算部からの信号を加算する加算器とを含み、

前記送信指向性制御回路は、

前記受信伝搬路推定回路の推定結果に基づいて、前記特定の端末の移動速度を  
10 判定する移動速度判定部と、

前記送信伝搬路推定回路からの推定結果に基づいて、送信ウェイトベクトルを導出する送信ウェイトベクトル計算部と、

前記送信ウェイトベクトルと前記受信ウェイトベクトルとを受けて、前記移動速度判定部の判定結果に応じて選択的に出力する切替回路と、

15 送信信号を一方入力に受け、他方入力にそれぞれ前記切替回路の出力を受けて前記複数のアンテナにそれぞれ与える複数の第2の乗算器とを含む、請求項1記載の無線装置。

15. 受信信号分離回路は、

前記複数のアンテナからの受信信号を受けて、前記特定の端末からの信号を分離するための受信ウェイトベクトルをリアルタイムに導出する受信ウェイトベクトル計算部と、

前記複数のアンテナからの受信信号を受けて、前記特定の端末からの信号の受信レベルを導出する受信信号レベル演算部と、

前記複数のアンテナからの受信信号をそれぞれ一方入力に受け、他方入力にはそれぞれ前記受信ウェイトベクトルの対応する要素を受ける複数の第1の乗算器と、

前記複数の乗算部からの信号を加算する加算器とを含み、

前記送信指向性制御回路は、

前記受信信号レベル演算部の演算結果に基づいて、前記特定の端末の受信信号

レベルを判定する受信信号レベル判定部と、

前記送信伝搬路推定回路からの推定結果に基づいて、送信ウェイトベクトルを導出する送信ウェイトベクトル計算部と、

前記送信ウェイトベクトルと前記受信ウェイトベクトルとを受けて、前記受信信号レベル判定部の判定結果に応じて選択的に出力する切替回路と、

送信信号を一方入力に受け、他方入力にそれぞれ前記切替回路の出力を受けて前記複数のアンテナにそれぞれ与える複数の第2の乗算器とを含む、請求項1記載の無線装置。

FIG. 1

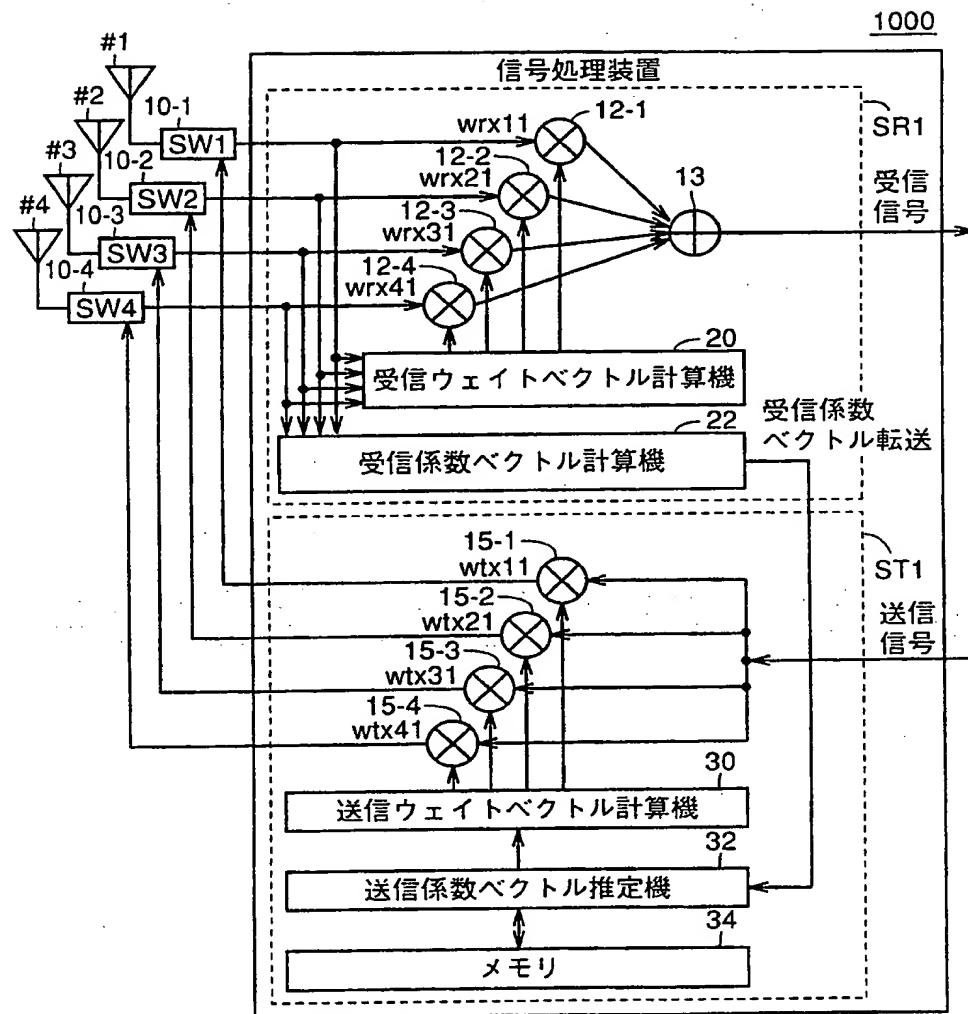


FIG. 2

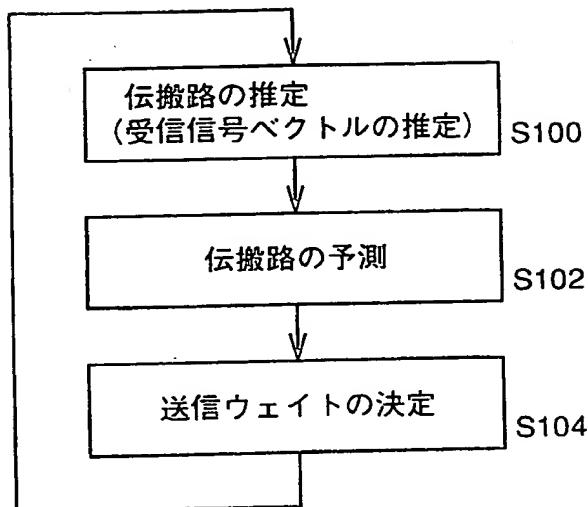


FIG. 3

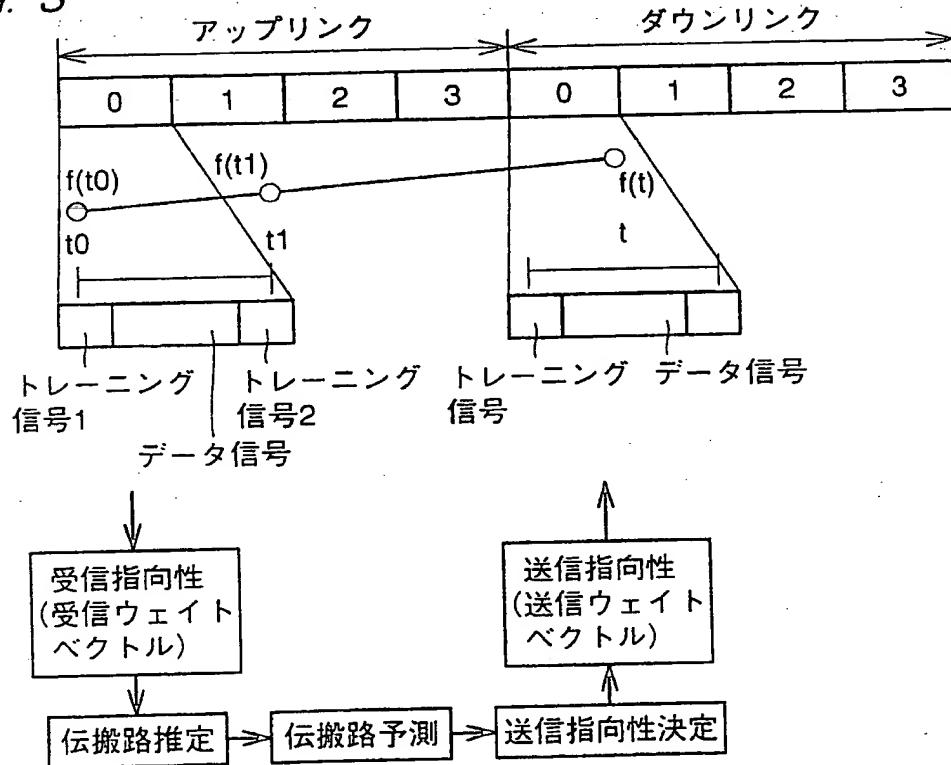


FIG. 4

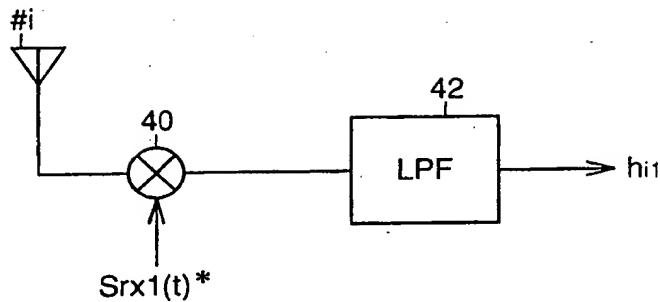
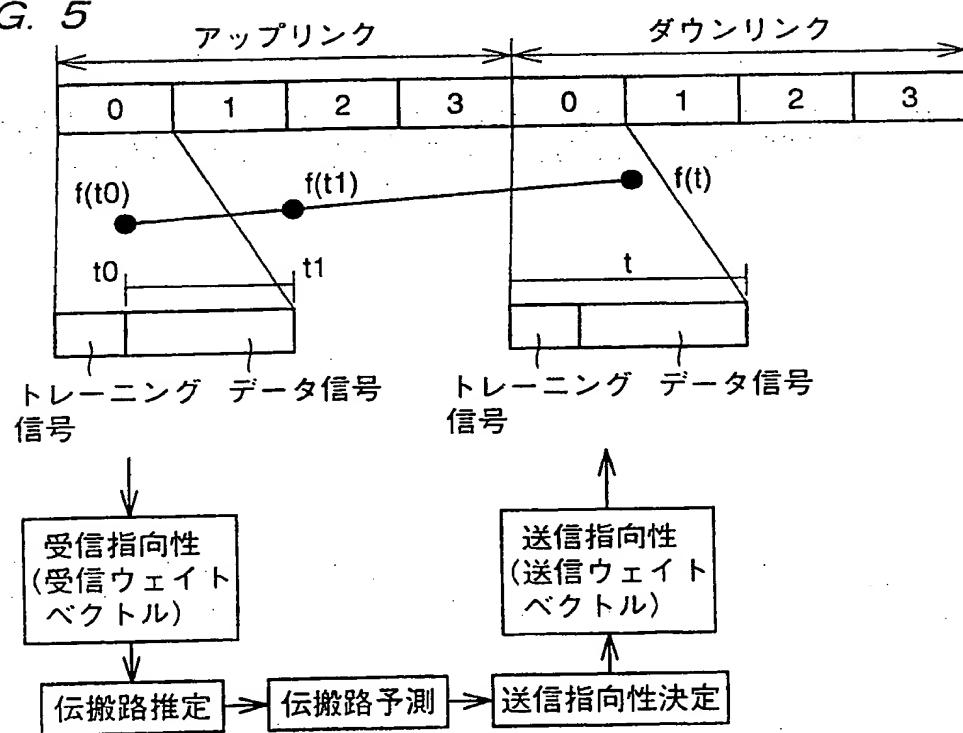


FIG. 5



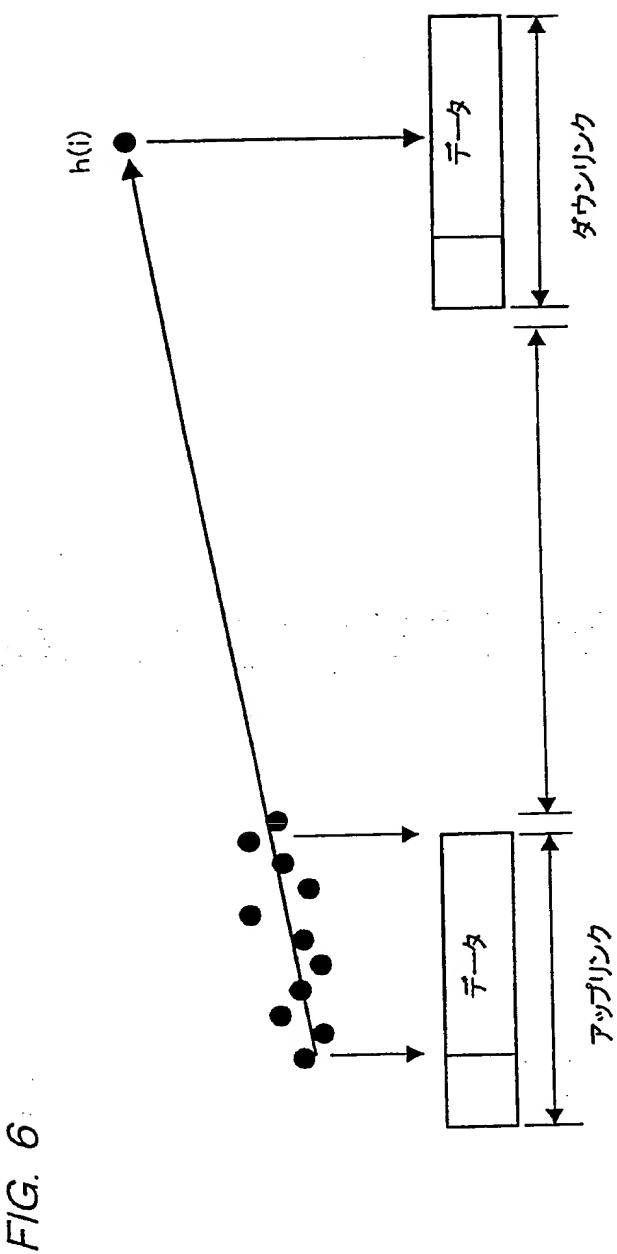


FIG. 6

FIG. 7

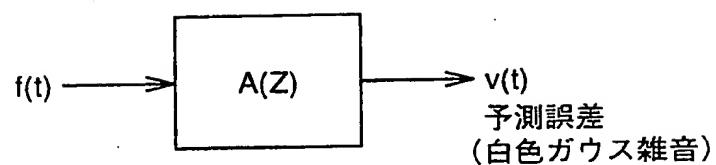
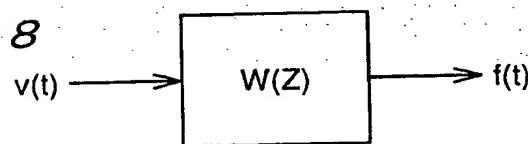


FIG. 8



$$W(Z) = \frac{1}{A(Z)}$$

FIG. 9

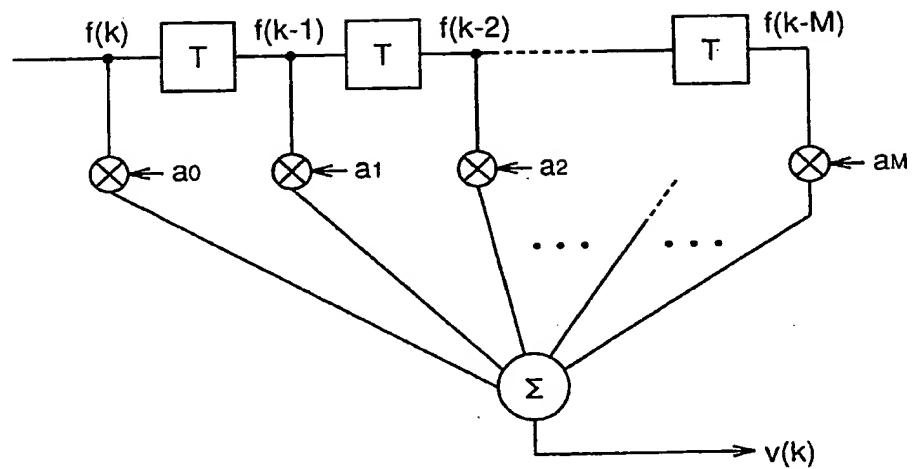
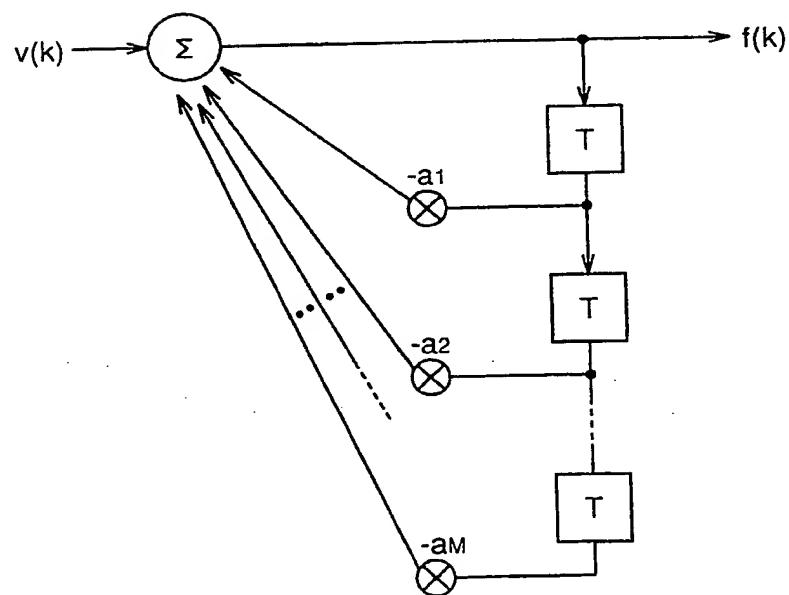


FIG. 10



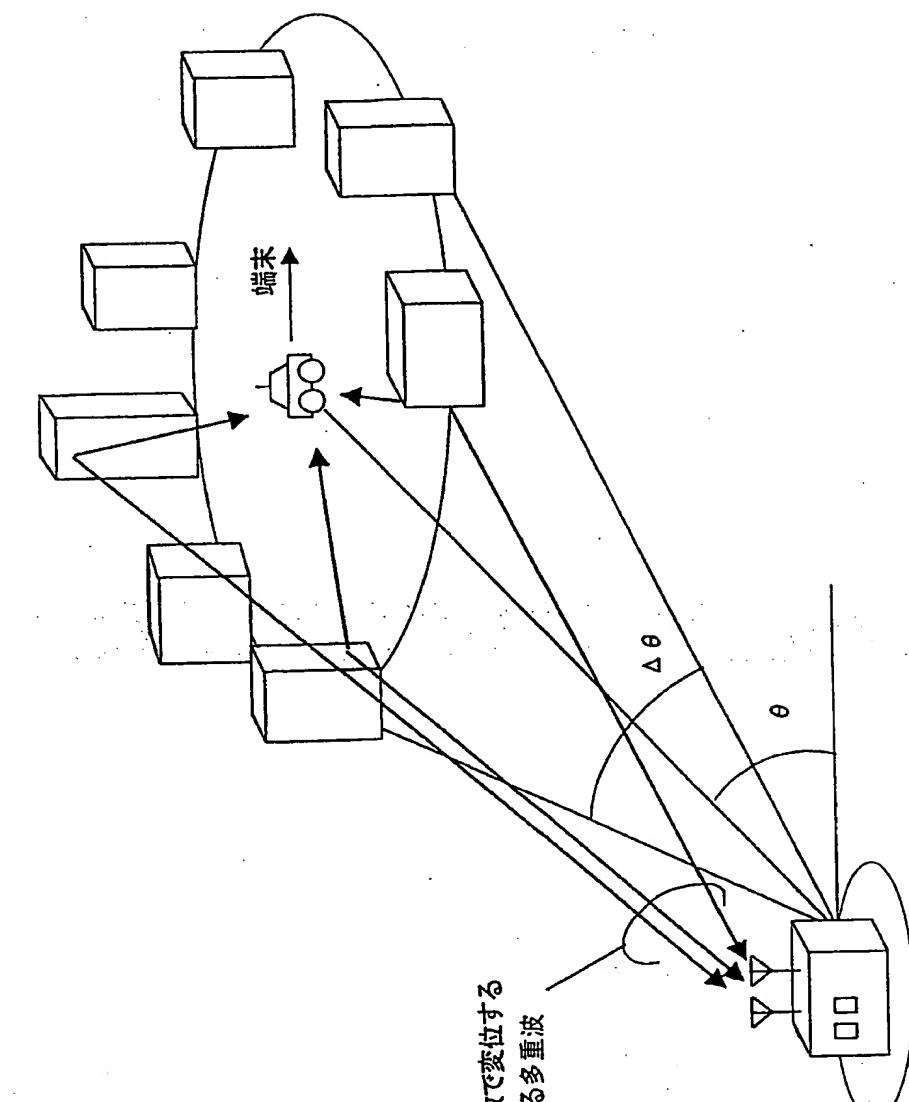


FIG. 11

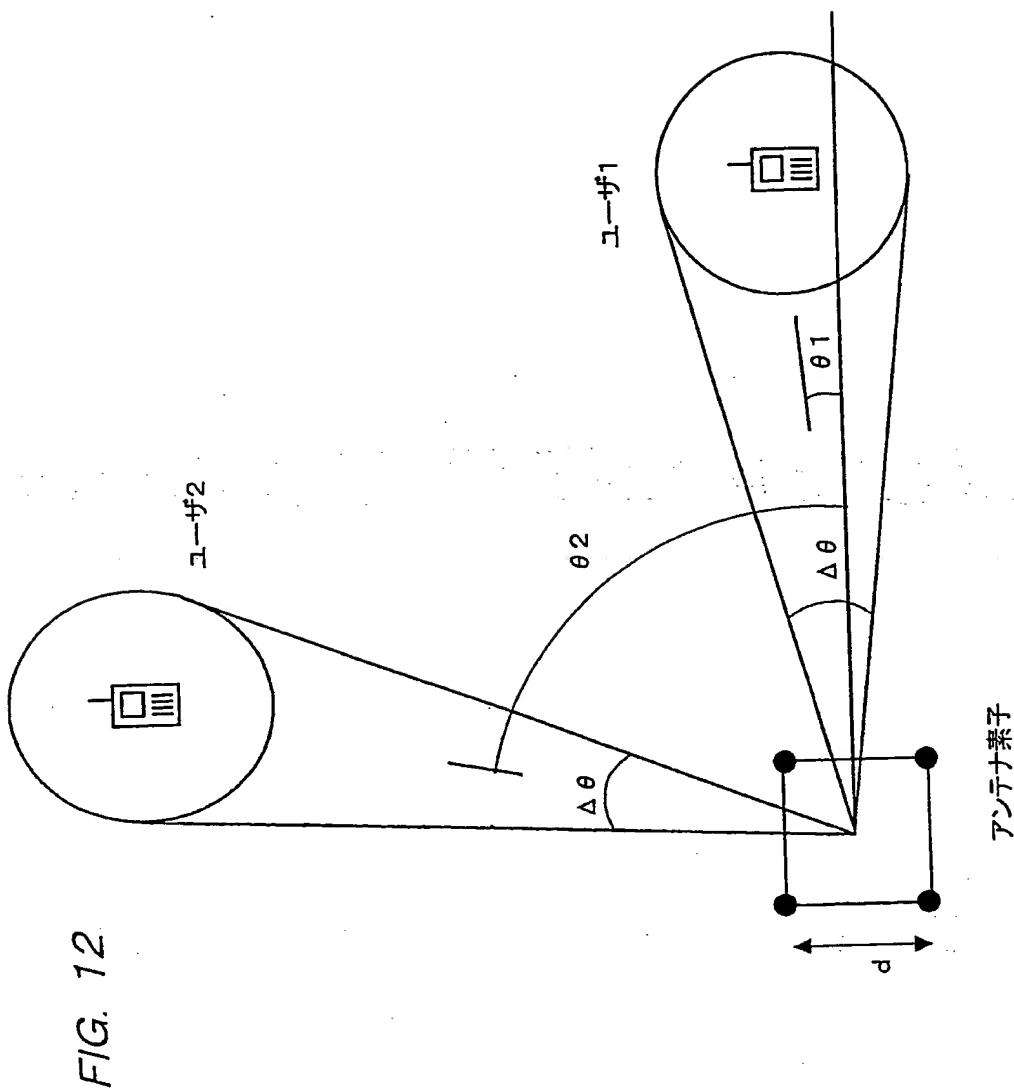


FIG. 12

FIG. 13

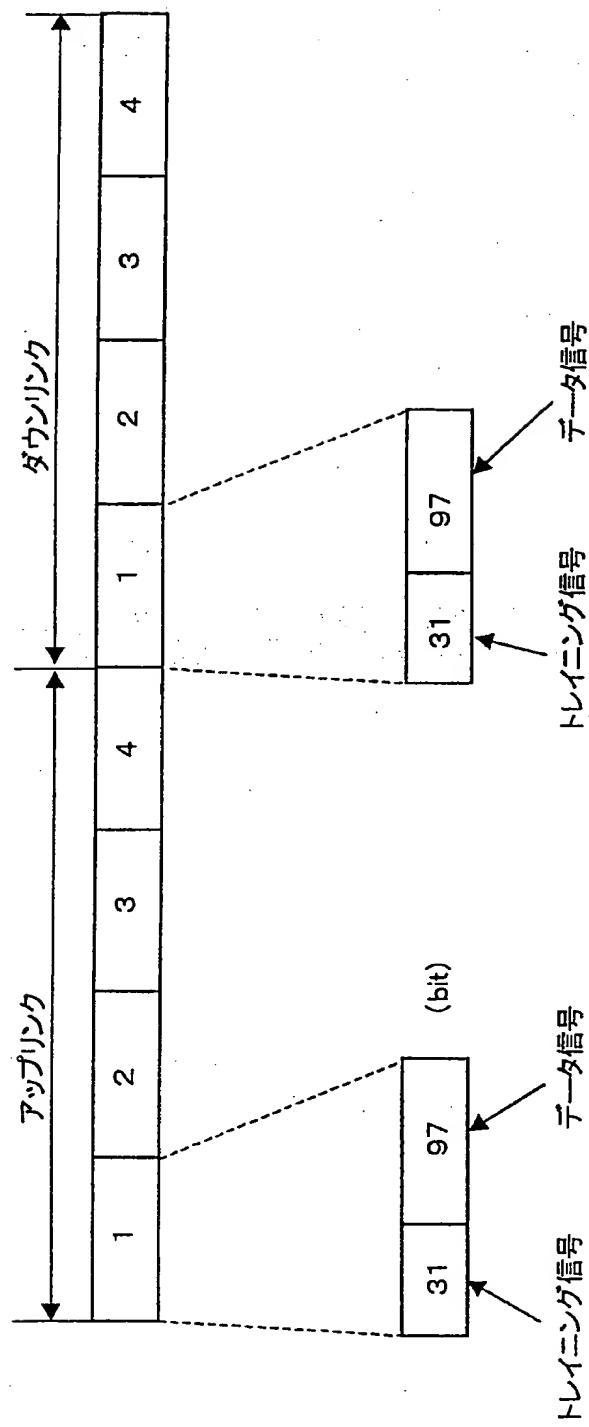
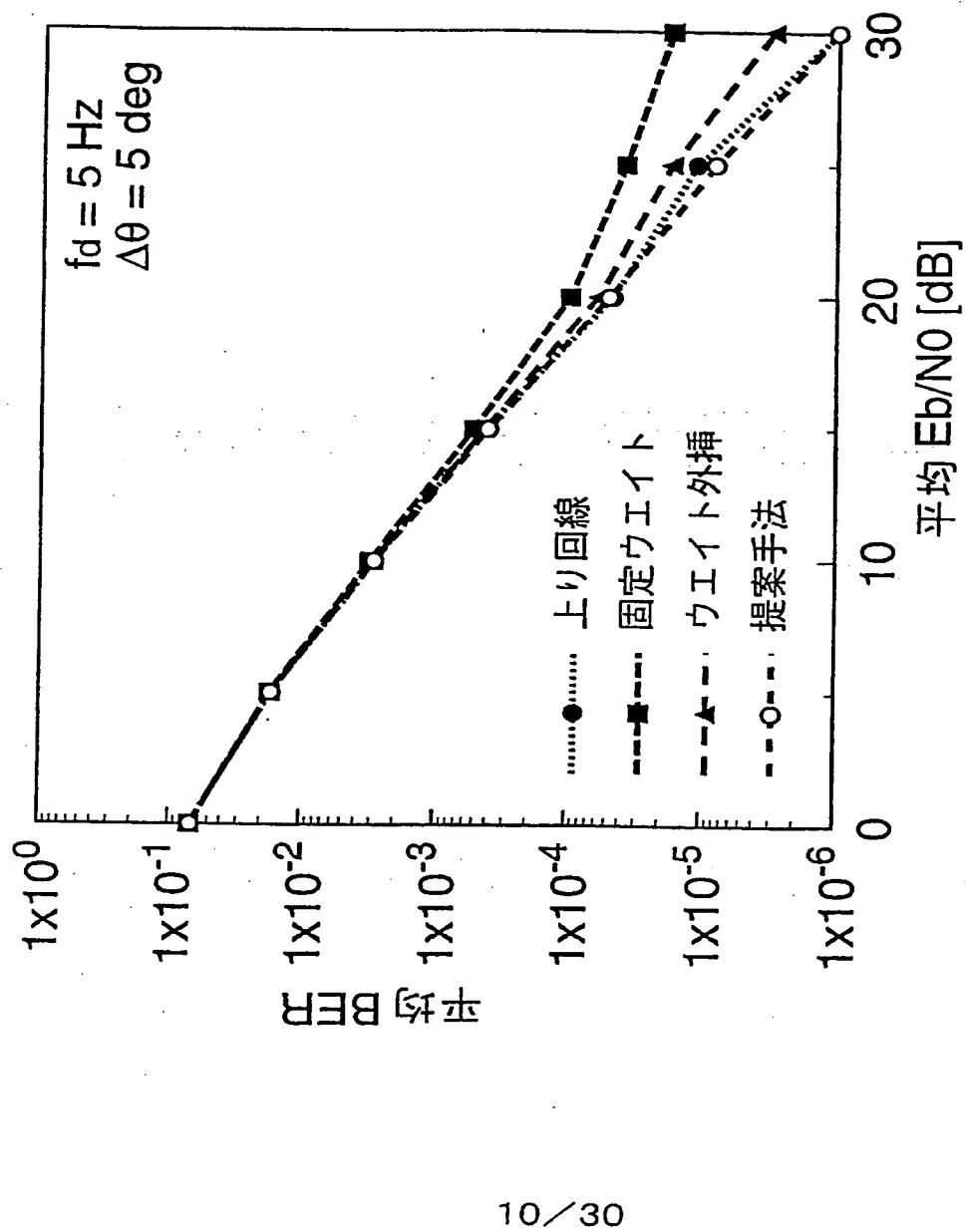


FIG. 14



10 / 30

FIG. 15

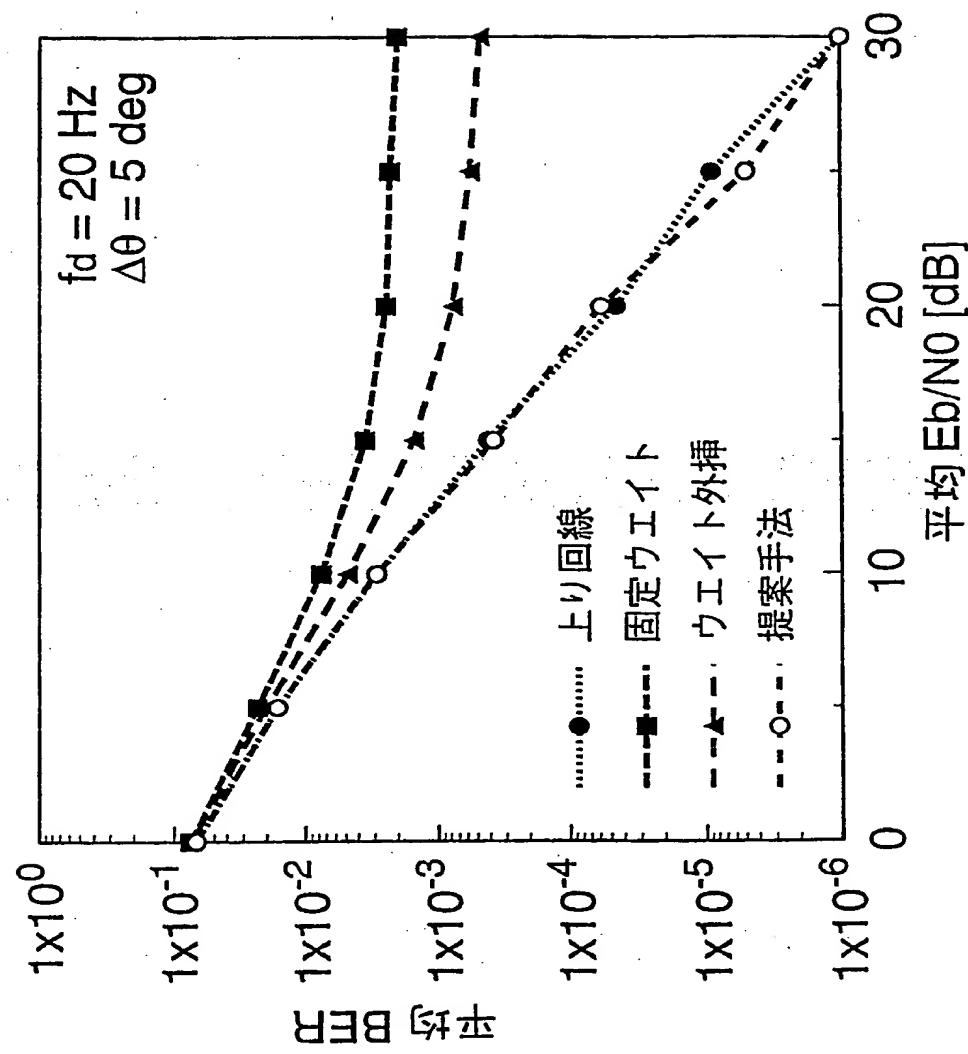


FIG. 16

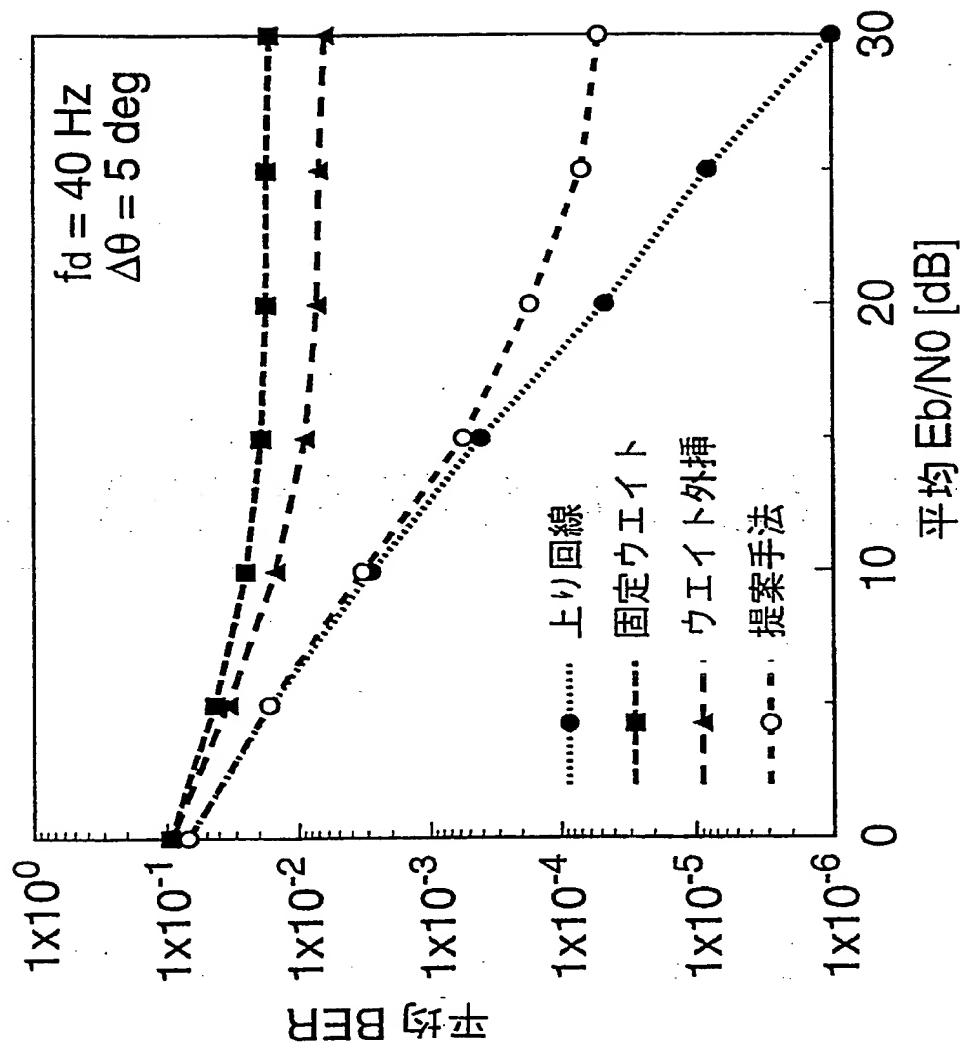


FIG. 17

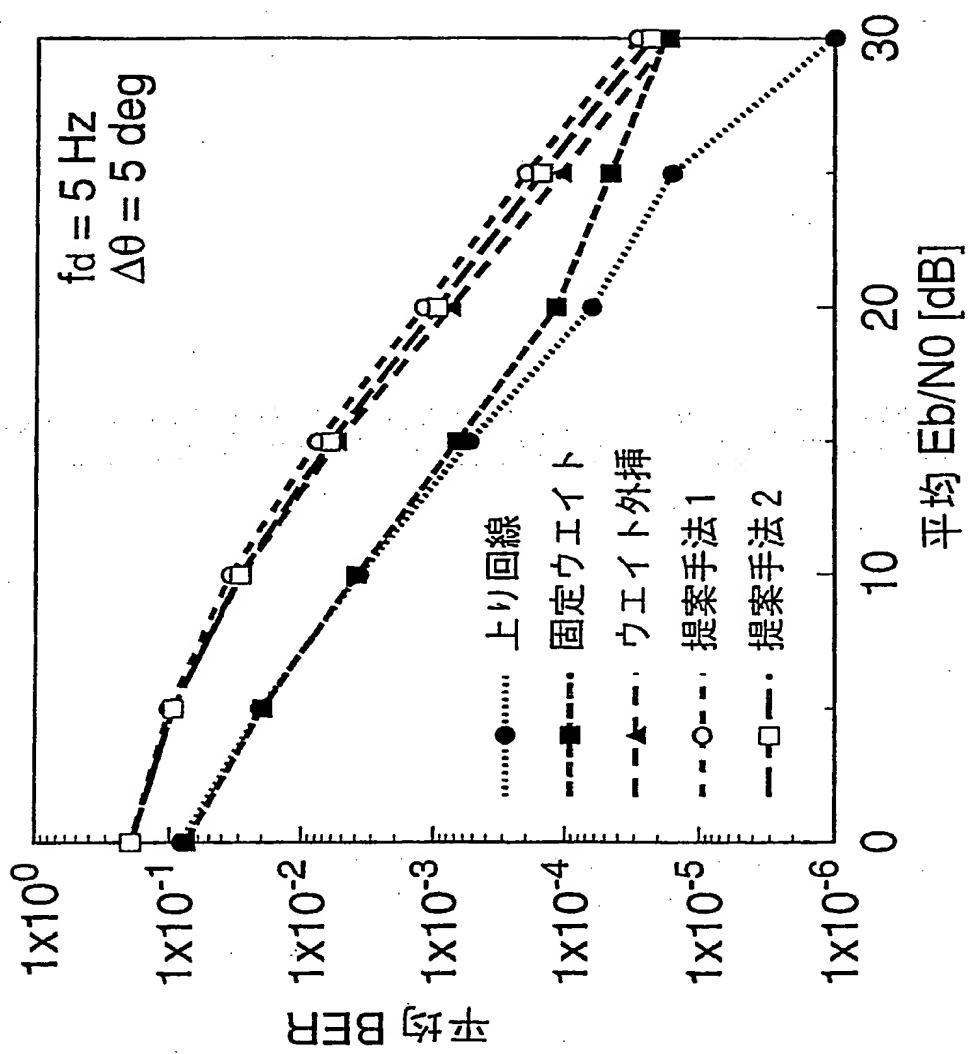


FIG. 18

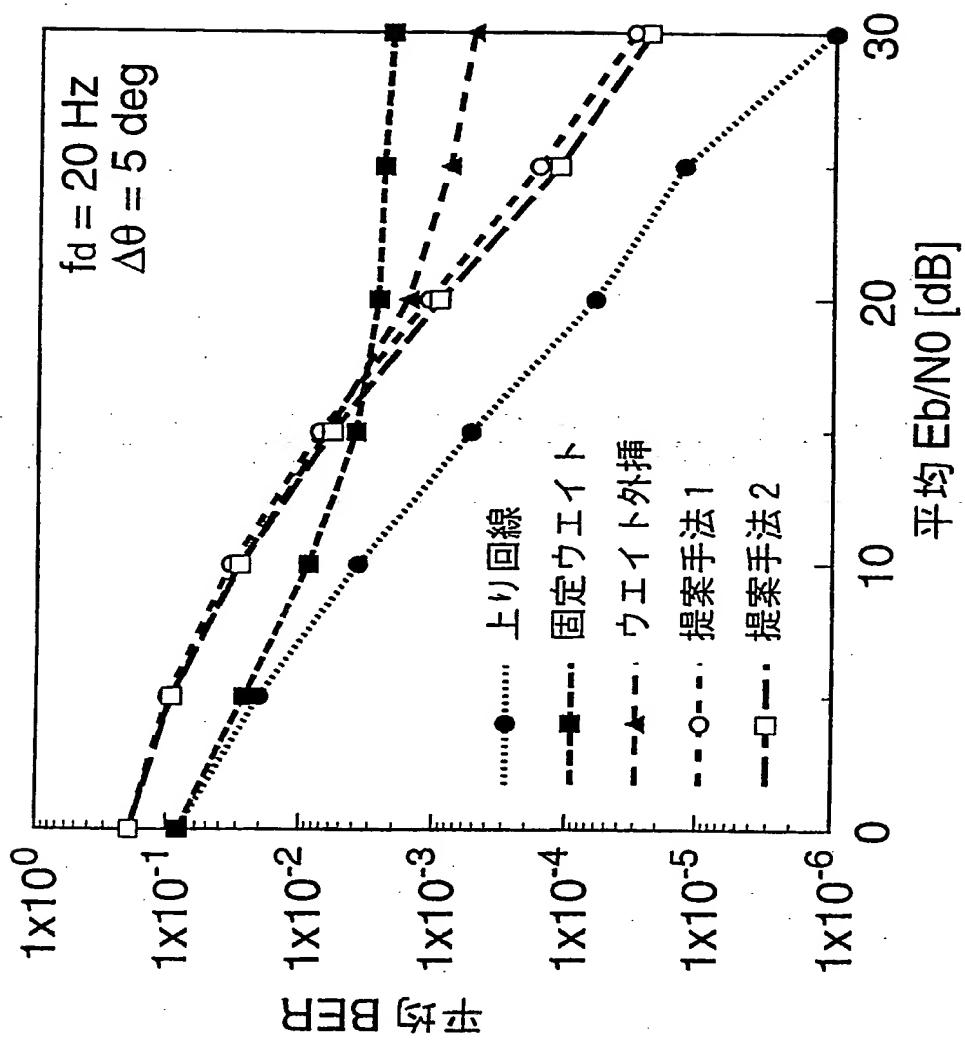


FIG. 19

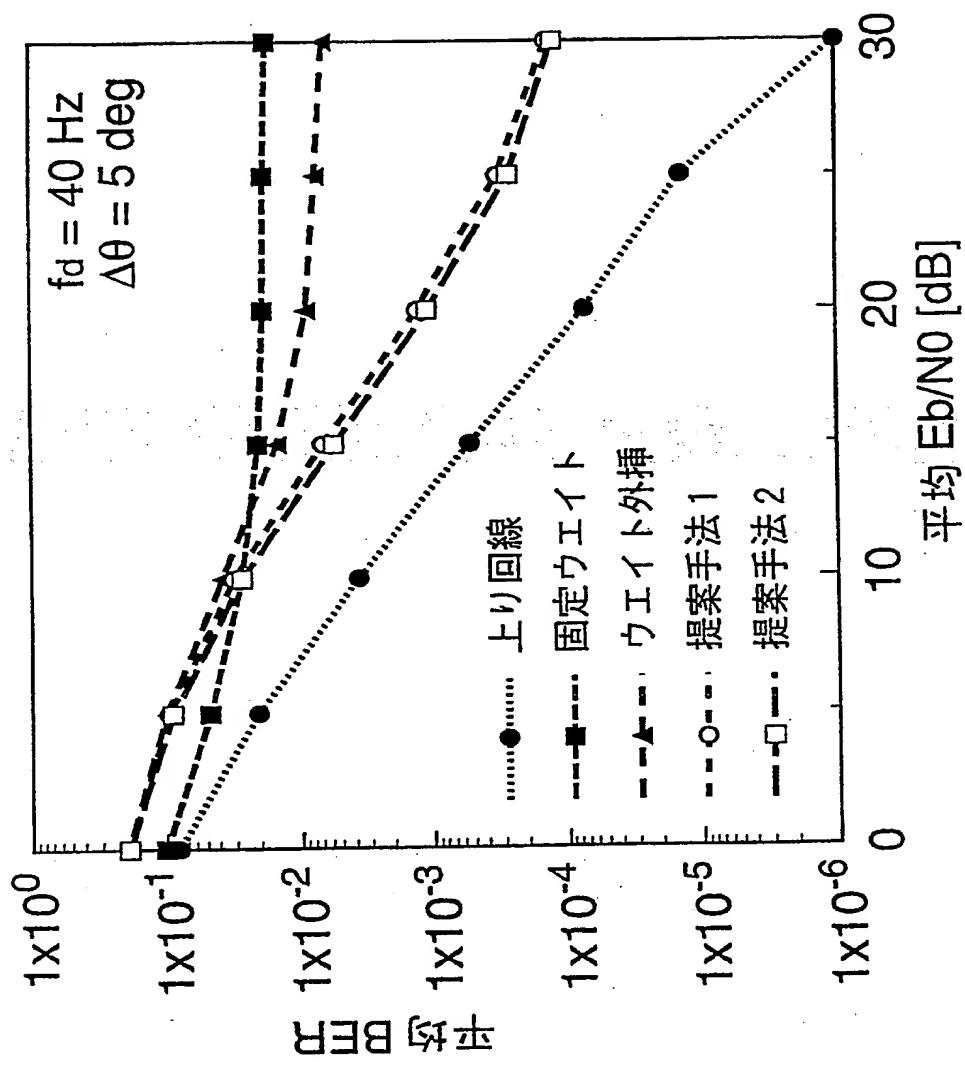


FIG. 20

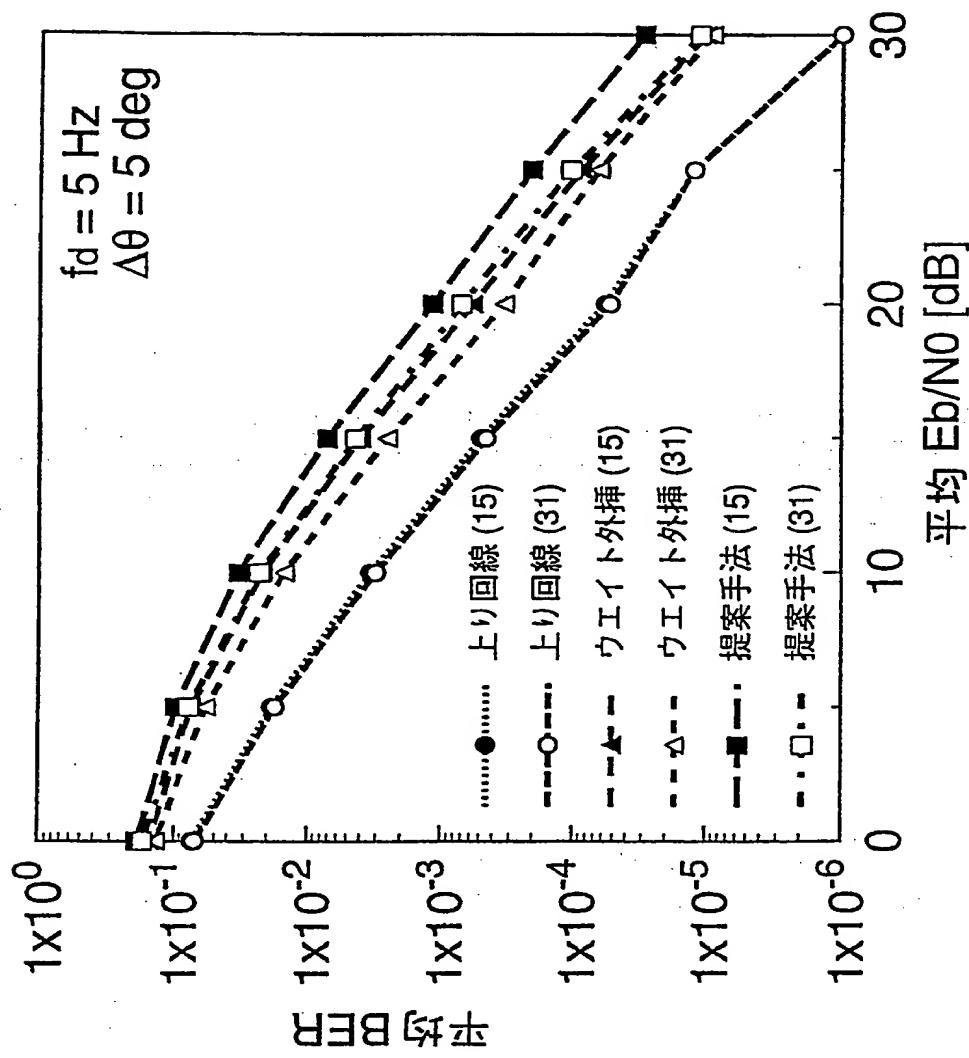


FIG. 21

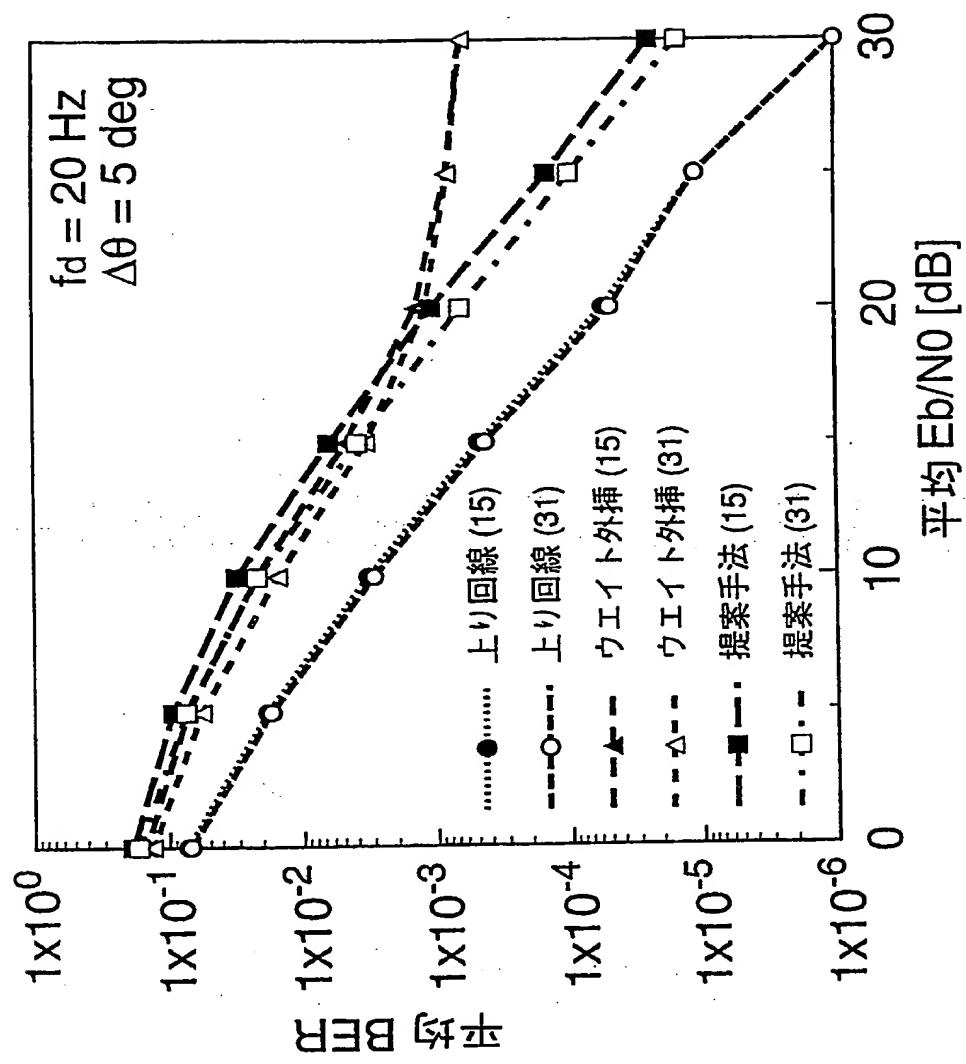


FIG. 22

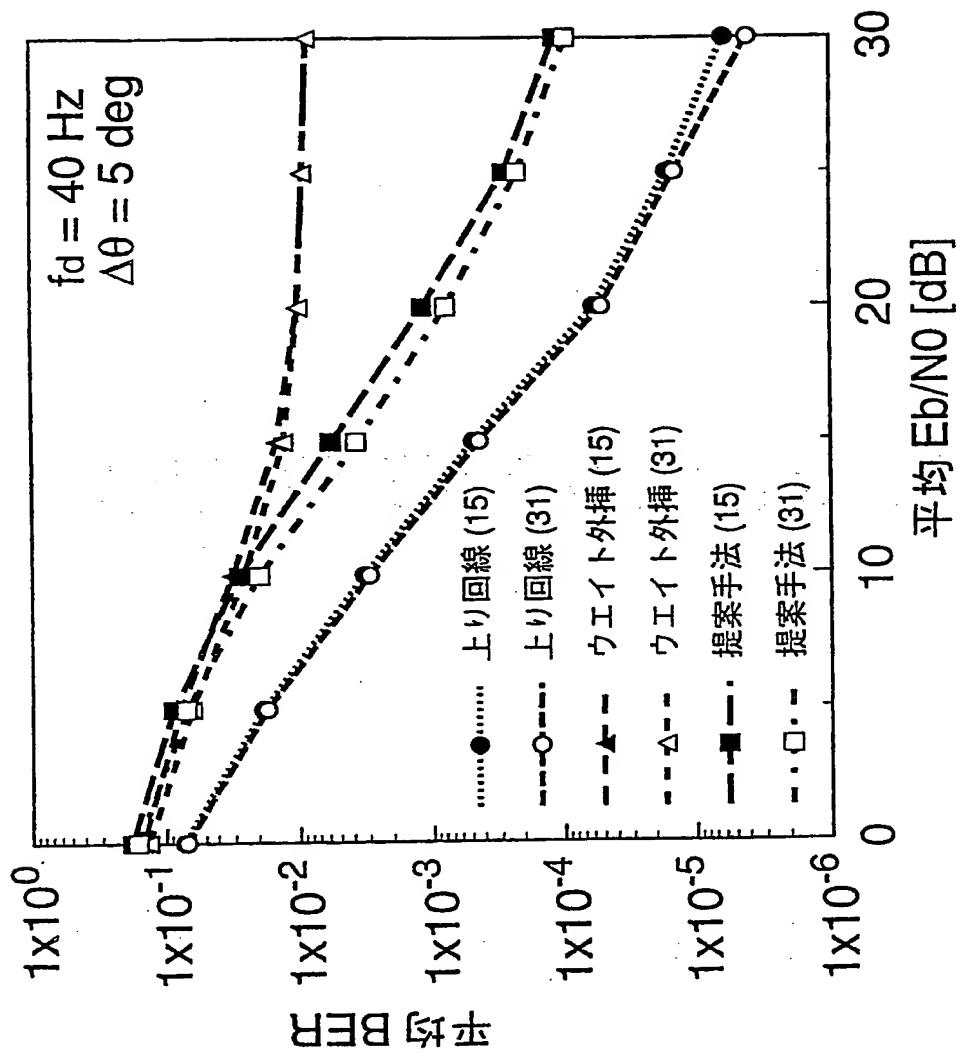


FIG. 23

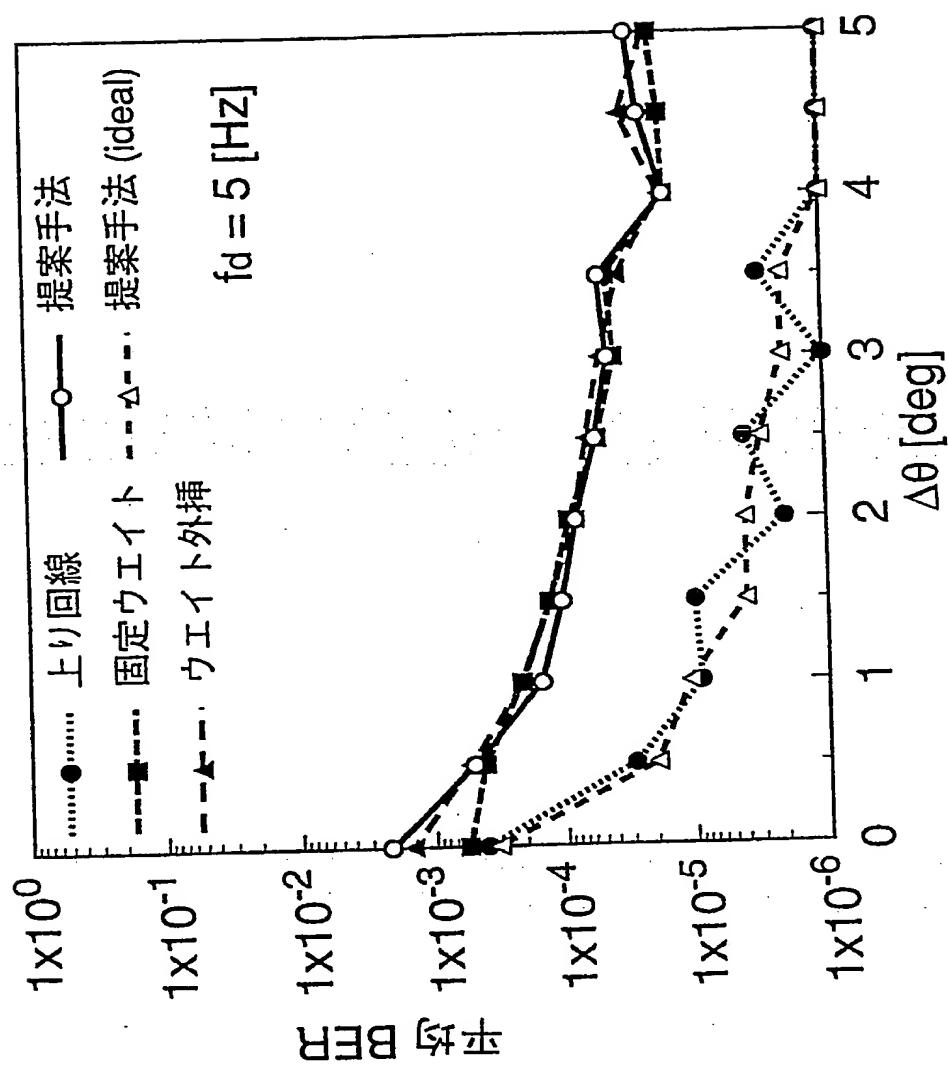
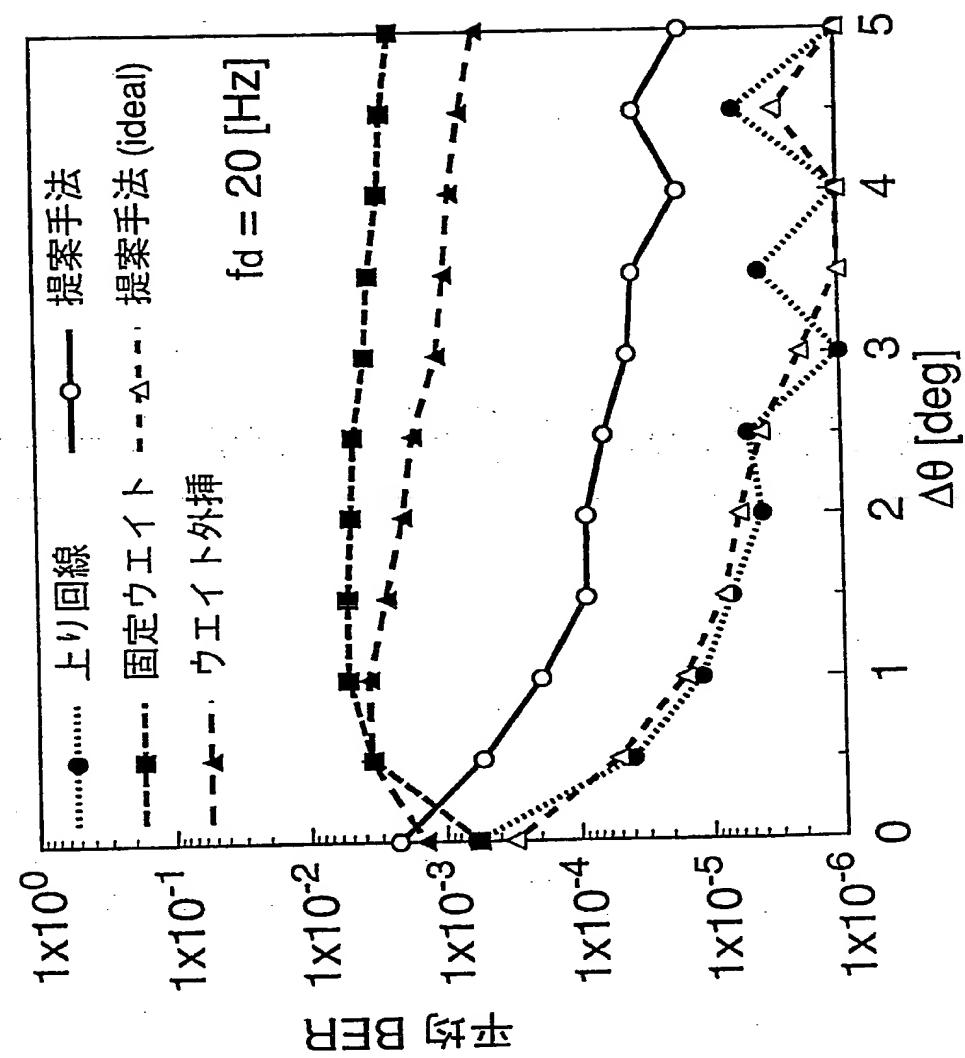
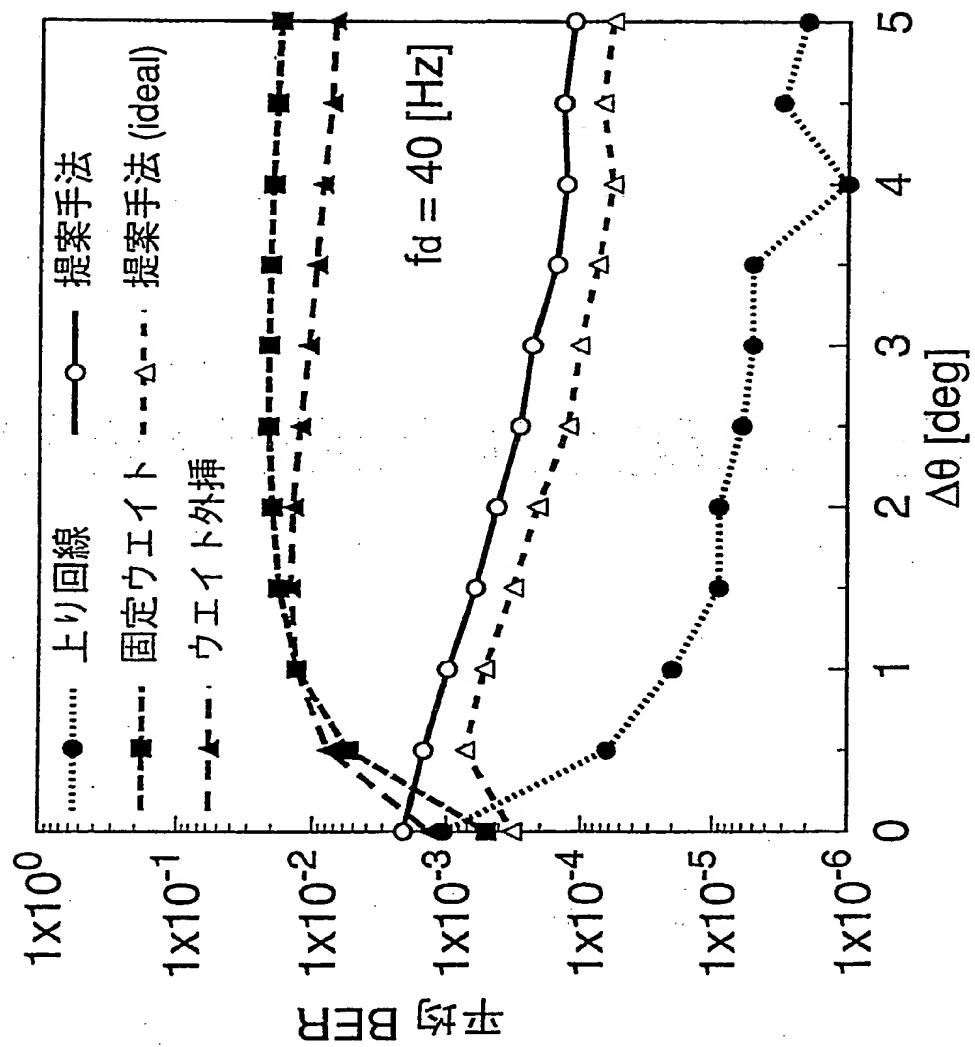


FIG. 24



20/30

FIG. 25



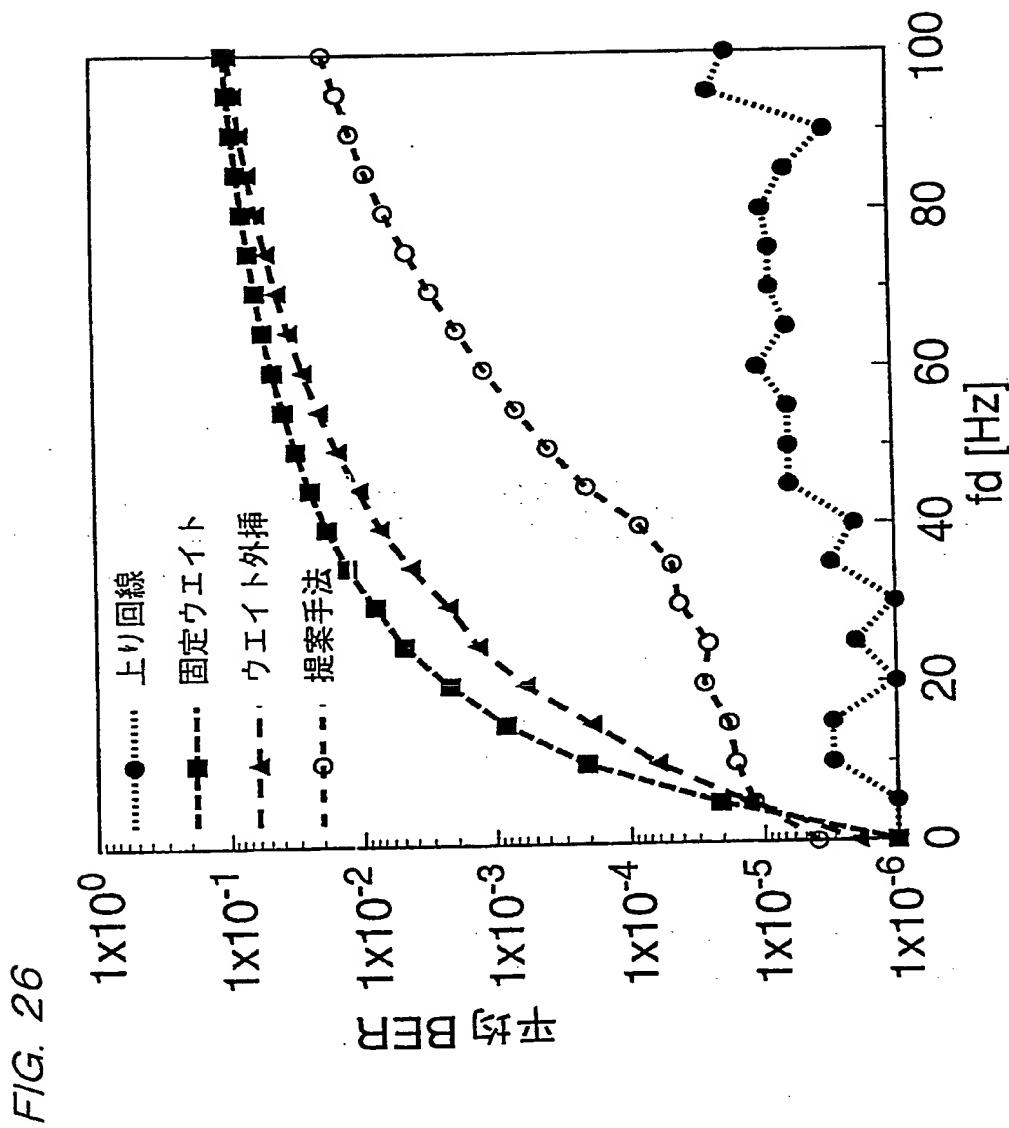


FIG. 27

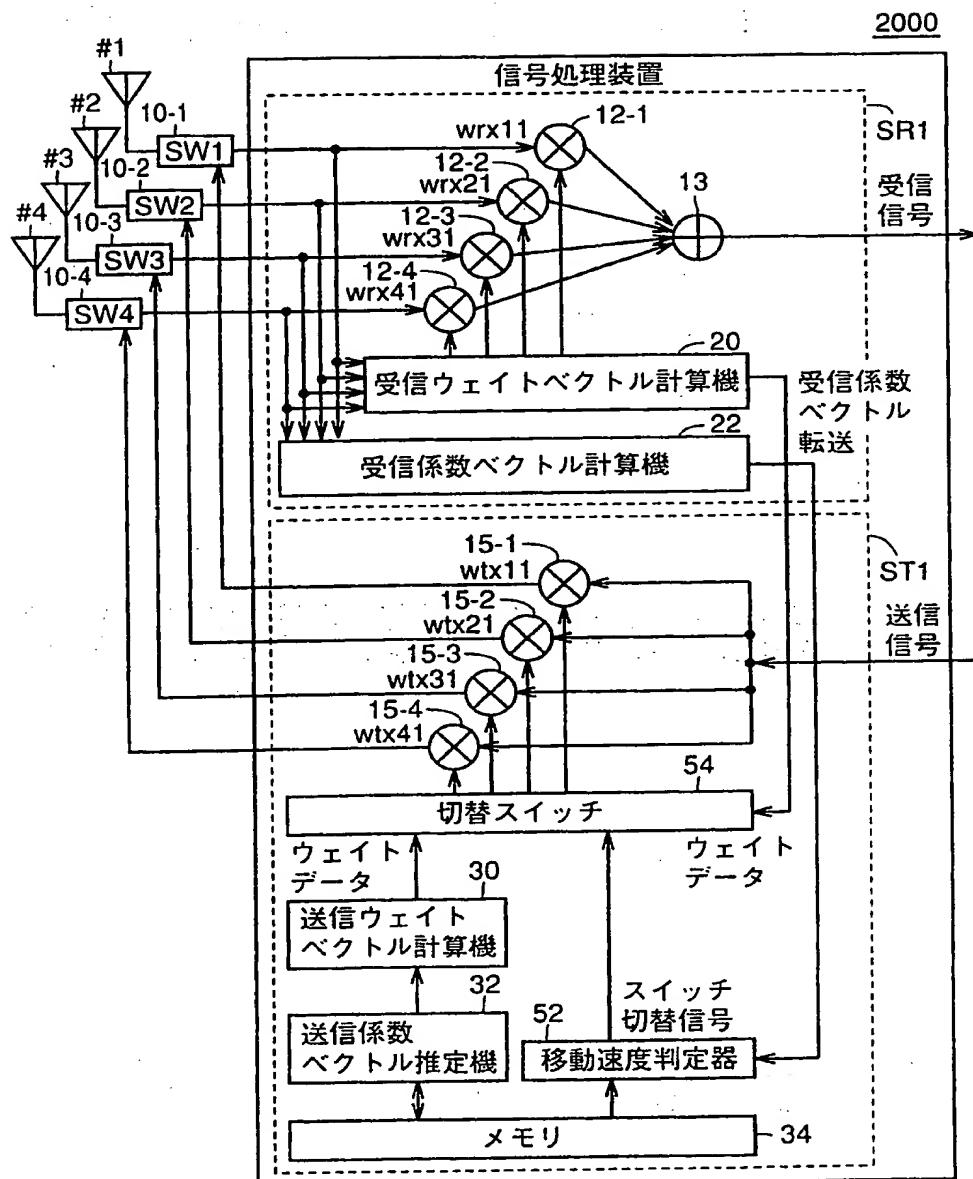


FIG. 28

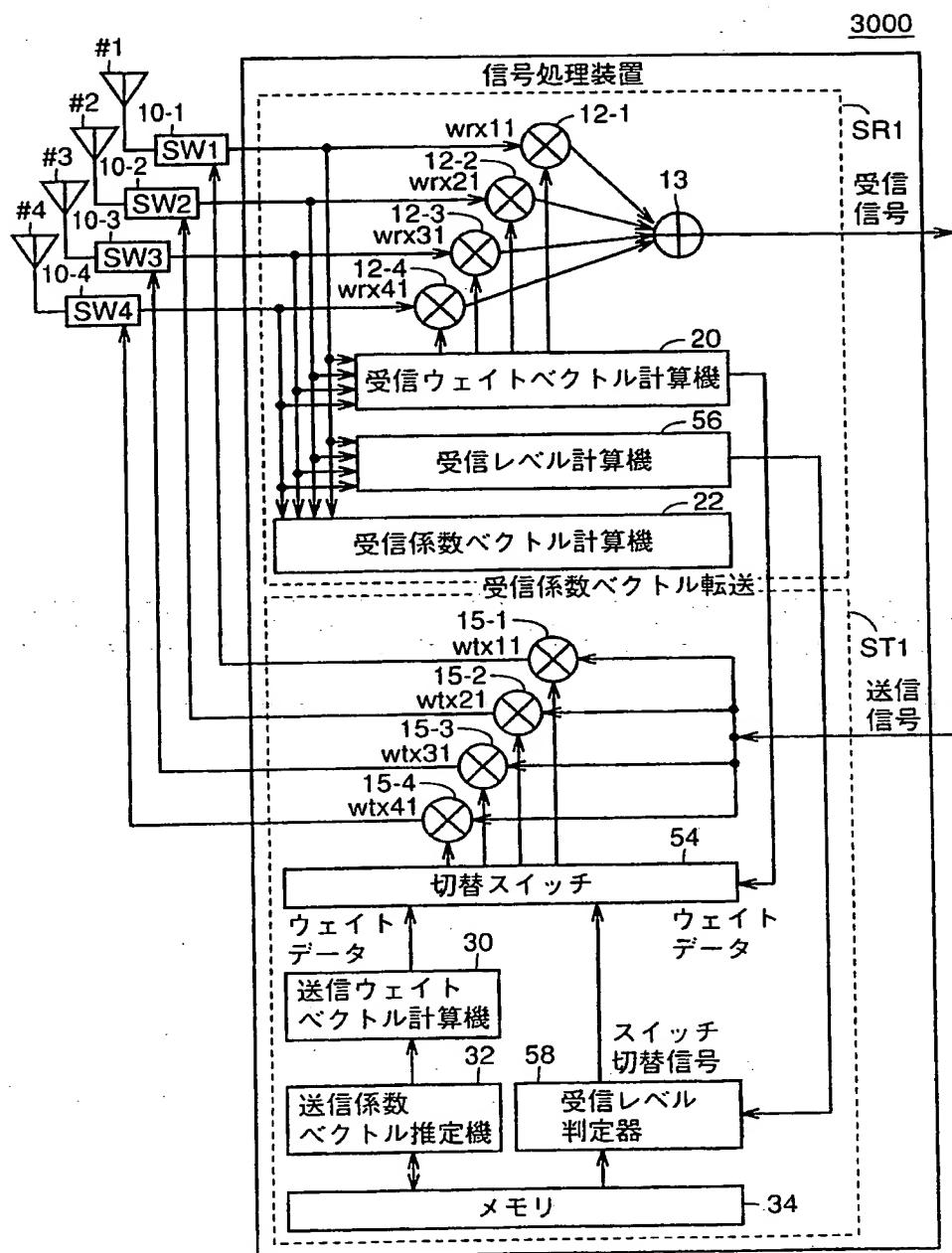


FIG. 29

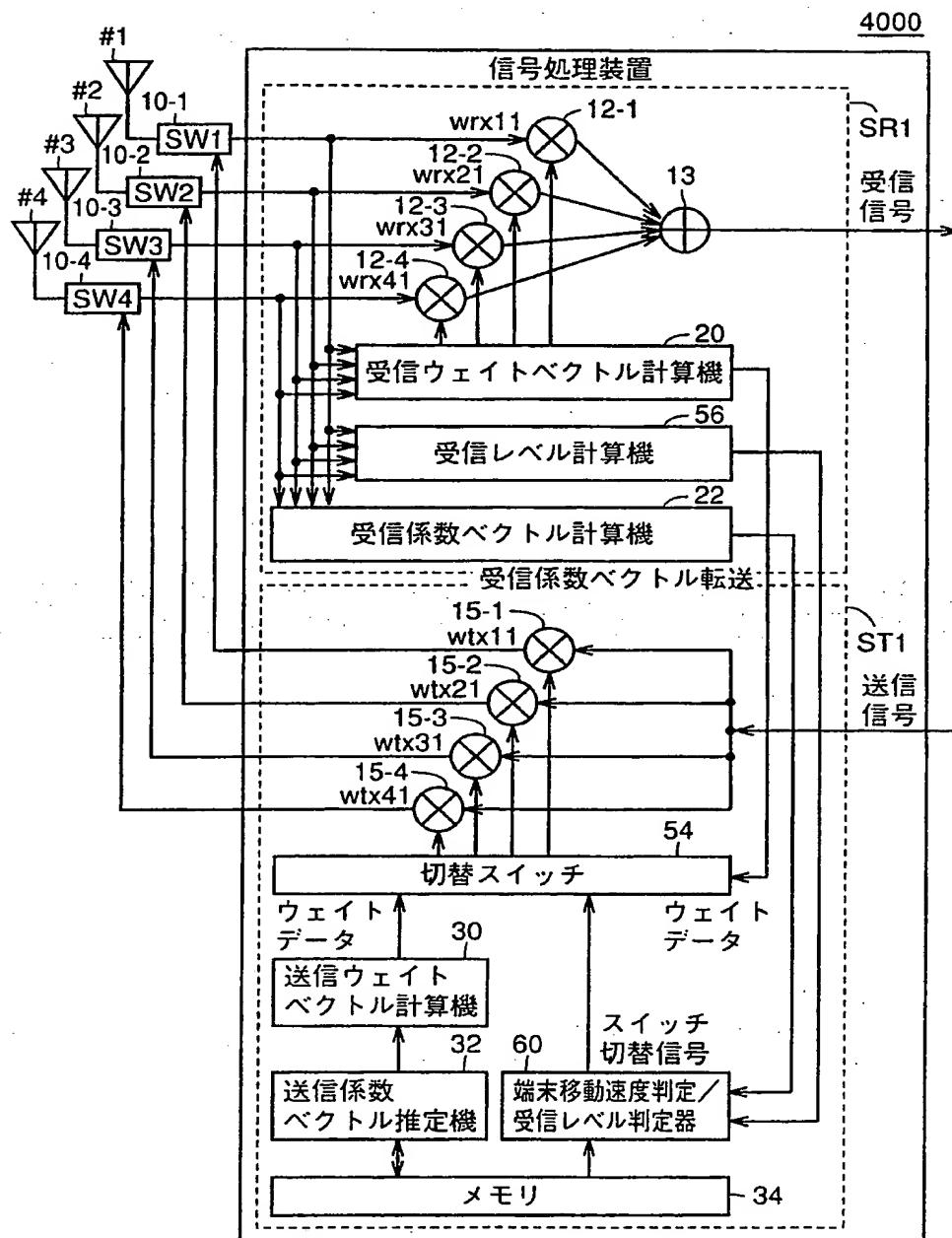


FIG. 30

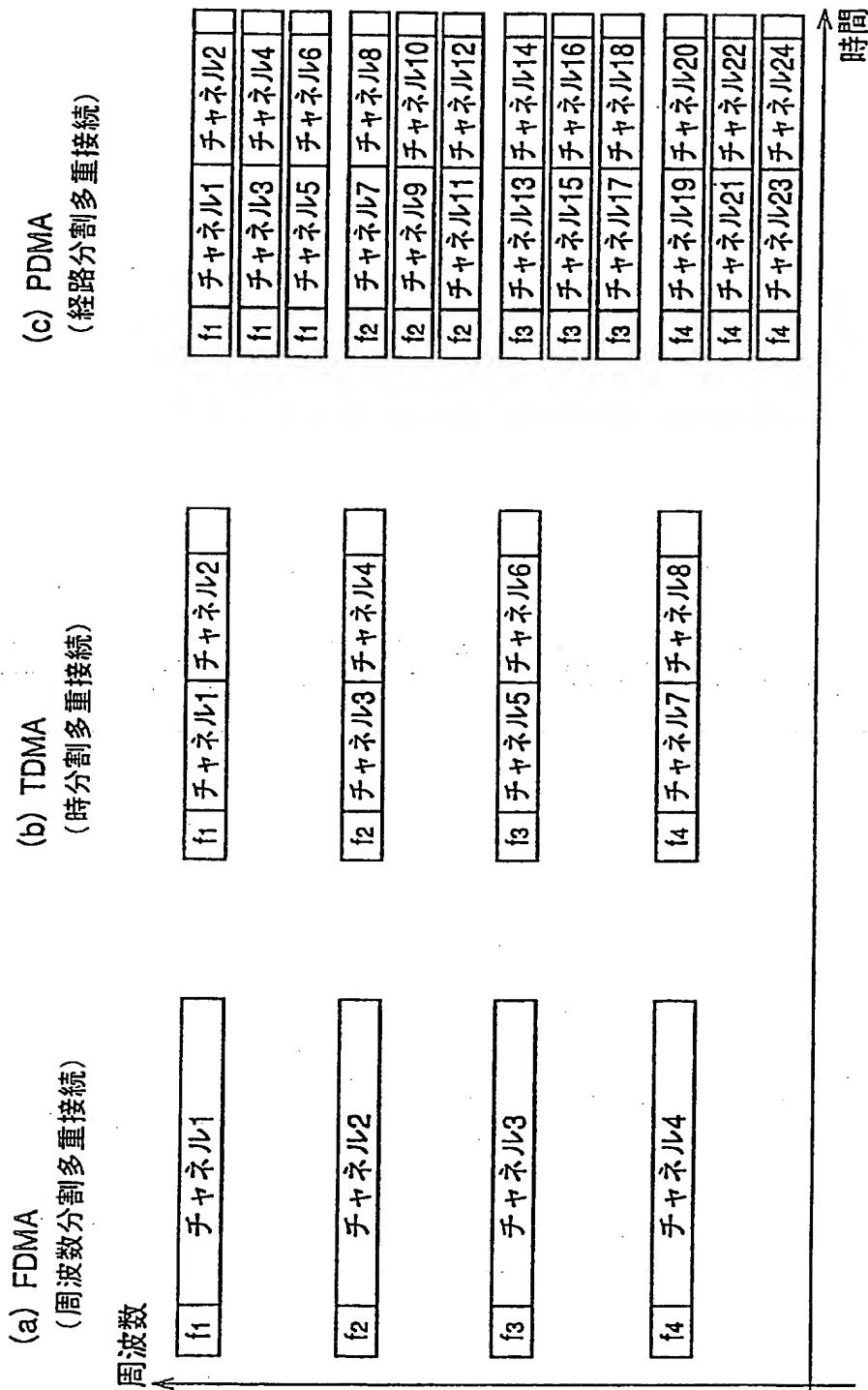


FIG. 31

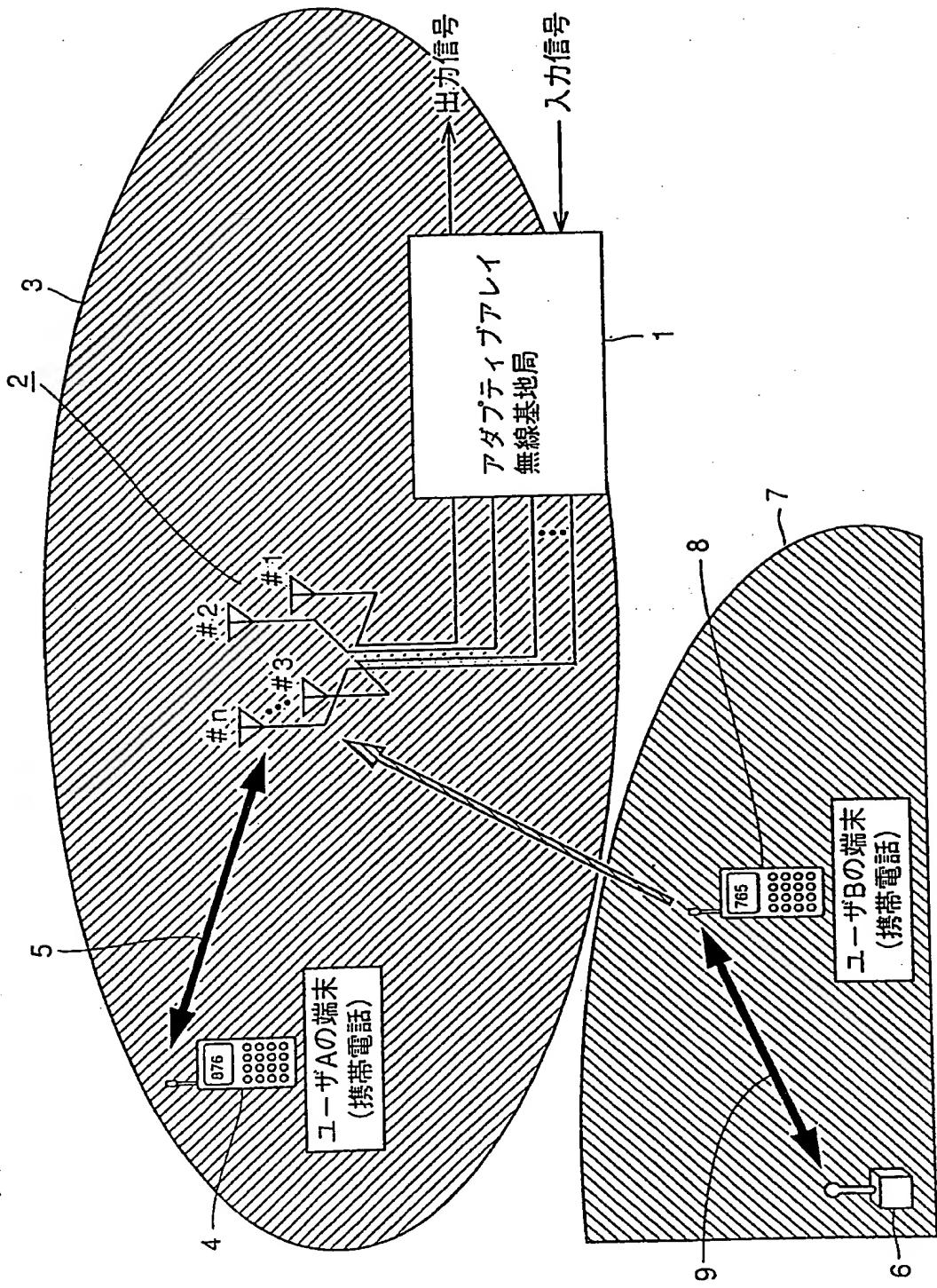


FIG. 32

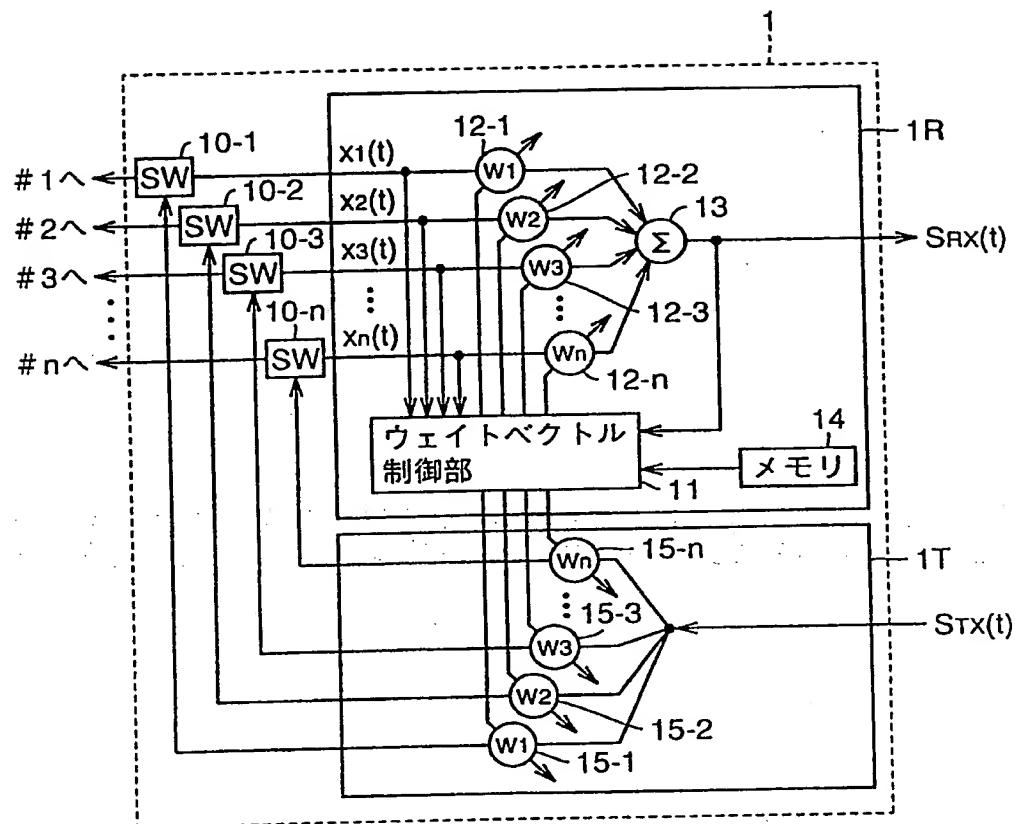
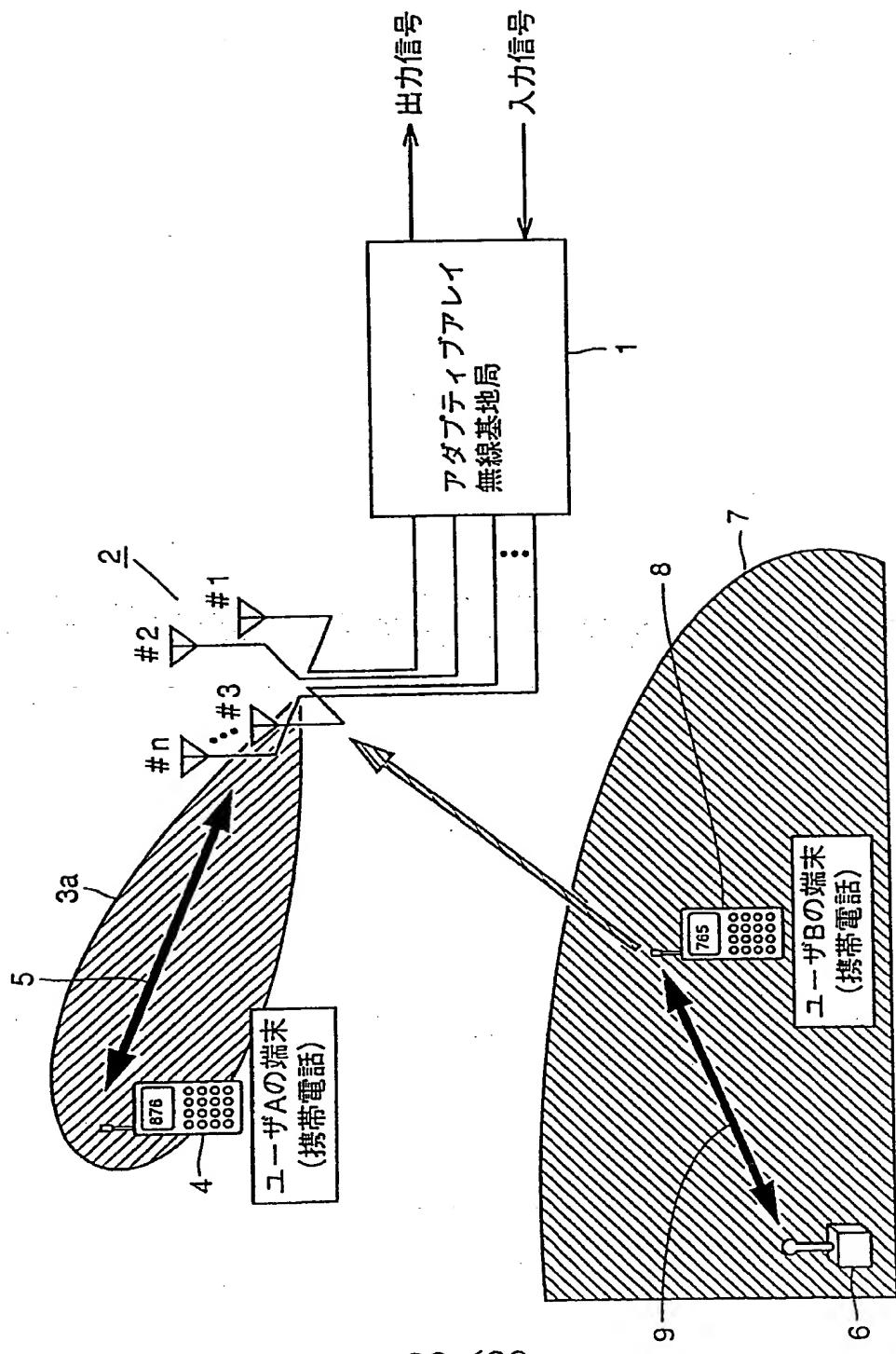


FIG. 33

|                               |   |     |   |                                  |   |     |   |   |
|-------------------------------|---|-----|---|----------------------------------|---|-----|---|---|
| 1                             | 0 | ... | 1 | 0                                | 1 | ... | 0 | 1 |
| プリアンブル<br>(無線基地局にとって、既知の信号系列) |   |     |   | データ(音声など)<br>(無線基地局にとって、未知の信号系列) |   |     |   |   |

FIG. 34



**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**

International application No.

PCT/JP00/04086

**A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**  
 Int.Cl' H04B7/10, 7/08, 7/06  
 H01Q3/26

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

**B. FIELDS SEARCHED**

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl' H01Q3/00-3/46, 21/00-25/04  
 H04B7/00-7/12  
 H04L1/02-1/06

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched  
 Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2000  
 Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2000 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2000

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

**C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT**

| Category* | Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages  | Relevant to claim No. |
|-----------|---|-----------------------|
| Y         | JP, 2000-22612, A (NEC Corporation),<br>21 January, 2000 (21.01.00) (Family: none)  | 1,13                  |
| A         |   | 2-12, 14, 15          |
| A         | JP, 2000-224097, A (Hitachi, Ltd.),<br>11 August, 2000 (11.08.00) (Family: none)  | 1-15                  |
| A         | JP, 8-274687, A (Matsushita Electric Ind. Co., Ltd.),<br>18 October, 1996 (18.10.96) (Family: none)                       | 1-15                  |
| A         | JP, 10-285092, A (Matsushita Electric Ind. Co., Ltd.),<br>23 October, 1998 (23.10.98)<br>& EP, 869577, A & CN, 1195240, A | 1-15                  |
| A         | JP, 10-70494, A (NTT Ido Tsushinmo K.K.),<br>10 March, 1998 (10.03.98) (Family: none)                                     | 1-15                  |

Further documents are listed in the continuation of Box C.

See patent family annex.

- \* Special categories of cited documents:
- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "E" earlier document but published on or after the international filing date
- "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
- "&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search  
 12 September, 2000 (12.09.00)

Date of mailing of the international search report  
 26 September, 2000 (26.09.00)

Name and mailing address of the ISA/  
 Japanese Patent Office

Authorized officer

Faxsimile No.

Telephone No.

This Page Blank (uspto)

## 国際調査報告

国際出願番号 PCT/JPOO/04086

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))  
 Int. Cl' H04B 7/10, 7/08, 7/06  
 H01Q 3/26

## B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))  
 Int. Cl' H01Q 3/00-3/46, 21/00-25/04  
 H04B 7/00-7/12  
 H04L 1/02-1/06

## 最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

|             |            |
|-------------|------------|
| 日本国実用新案公報   | 1922-1996年 |
| 日本国公開実用新案公報 | 1971-2000年 |
| 日本国登録実用新案公報 | 1994-2000年 |
| 日本国実用新案登録公報 | 1996-2000年 |

## 国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

## C. 関連すると認められる文献

| 引用文献の<br>カテゴリー* | 引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示   | 関連する<br>請求の範囲の番号 |
|-----------------|---|------------------|
| Y               | J P, 2000-22612, A (日本電気株式会社)<br>21. 1月. 2000 (21. 01. 00)<br>(ファミリーなし)   | 1, 13            |
| A               | J P, 2000-224097, A (株式会社日立製作所)<br>11. 8月. 2000 (11. 08. 00)<br>(ファミリーなし) | 2-12, 14, 15     |
| A               |   | 1-15             |

 C欄の続きにも文献が列挙されている。 パテントファミリーに関する別紙を参照。

## \* 引用文献のカテゴリー

- 「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
- 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
- 「I」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）
- 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
- 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

## の日の後に公表された文献

- 「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
- 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
- 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
- 「&」同一パテントファミリー文献

## 国際調査を完了した日

12. 09. 00

## 国際調査報告の発送日

26.09.00

## 国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号 100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

## 特許庁審査官 (権限のある職員)

徳田 賢二

5 J 9654



電話番号 03-3581-1101 内線 3534

This Page Blank (uspto)

| C(続き) 関連すると認められる文献 |   |                  |
|--------------------|---|------------------|
| 引用文献の<br>カテゴリー*    | 引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示   | 関連する<br>請求の範囲の番号 |
| A                  | JP, 8-274687, A (松下電器産業株式会社)<br>18. 10月. 1996 (18. 10. 96)<br>(ファミリーなし)                         | 1-15             |
| A                  | JP, 10-285092, A (松下電器産業株式会社)<br>23. 10月. 1998 (23. 10. 98)<br>& EP, 869577, A & CN, 1195240, A | 1-15             |
| A                  | JP, 10-70494, A (エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社)<br>10. 3月. 1998 (10. 03. 98)<br>(ファミリーなし)                   | 1-15             |

This Page Blank (uspto)